УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ

# ЭЛЕКТРОАКУСТИКА И ЗВУКОВОЕ ВЕЩАНИЕ



И. А. Алдошина, Э. И. Вологдин, А. П. Ефимов, Г. П. Катунин,
Л. Н. Кацнельсон, Ю. А. Ковалгин, А. А. Фадеев

# ЭЛЕКТРОАКУСТИКА И ЗВУКОВОЕ ВЕЩАНИЕ

*Рекомендовано УМО по образованию в области телекоммуникаций в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальности 201100 (210405) – «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» направления подготовки 210400 – «Телекоммуникации»*

Москва
Горячая линия – Телеком
2007

УДК 621.396.7
ББК 32.884.8
Э45

Авторы. И. А Алдошина, Э. И. Вологдин, А. П. Ефимов, Г. П. Катунин, Л Н. Кацнельсон, Ю. А. Ковалгин, А. А. Фадеев

**Э45** **Электроакустика** и звуковое вещание: Учебное пособие для вузов / И. А. Алдошина, Э. И. Вологдин, А. П. Ефимов и др.; Под ред. Ю. А. Ковалгина. – М.: Горячая линия–Телеком, Радио и связь, 2007. – 872 с.: ил.

ISBN 5-93517-334-4.

Рассмотрены принципы построения системы звукового вещания (ЗВ); звуковые поля и волны, слух и восприятие акустических сигналов; характеристики акустических сигналов; микрофоны, громкоговорители и телефоны; звукоусиление, озвучение и радиообслуживание; системы радиовещания и проводного вещания; методы и устройства преобразования сигналов ЗВ при их формировании, записи, передаче по каналам связи и воспроизведении; звукотехническое оборудование радиодомов и телецентров; тракты первичного и вторичного распределения программ ЗВ; измерения и контроль в ЗВ. Особое внимание уделено цифровому преобразованию и передаче сигналов ЗВ, каналообразующей аппаратуре междугородных каналов ЗВ, стереофоническому радиовещанию и звуковым трактам телевизионного вещания, аналоговым и цифровым системам спутникового вещания.

Для студентов высших учебных заведений.

**ББК 32.884.8**

*Адрес издательства в Интернет www.techbook.ru*

*Учебное издание*

**Алдошина** Ирина Аркадьевна, **Вологдин** Эдуард Иванович,
**Ефимов** Аркадий Павлович, **Катунин** Геннадий Павлович,
**Кацнельсон** Лев Нисонович, **Ковалгин** Юрий Алексеевич,
**Фадеев** Александр Альфонсович

ЭЛЕКТРОАКУСТИКА И ЗВУКОВОЕ ВЕЩАНИЕ

Учебное пособие для вузов

Редактор Ю Н Чернышев
Компьютерная верстка Ю. Н. Чернышова
Обложка художника В. Г. Сетина

ЛР № 071825 от 20 марта 1999 г. Подписано в печать 20.01.06. Формат 60×90/16.
Печать офсетная. Уч-изд. л. 54,5. Тираж 2000 экз. Изд. № 17199.

ОАО «Саратовский полиграфический комбинат».
410004, г. Саратов, ул. Чернышевского, 59.

**ISBN 5-93517-334-4**

© И. А. Алдошина, Э. И. Вологдин, А. П. Ефимов, Г. П. Катунин, Л. Н. Кацнельсон, Ю. А. Ковалгин, А. А. Фадеев, 2007
© Оформление издательства «Горячая линия–Телеком», 2007

# Предисловие

Курс «Электроакустика и звуковое вещание» является одним из основных в блоке специальных дисциплин федерального компонента государственного образовательного стандарта высшего профессионального образования по специальности 201100 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» направления подготовки дипломированного специалиста «Телекоммуникации».

Учебник по данной дисциплине написан в соответствии с примерной рабочей программой курса «Электроакустика и звуковое вещание», разработанной учебно-методическим советом учебно-методического объединения по образованию в области телекоммуникаций. Направление подготовки дипломированного специалиста по данной специальности утверждено приказом Министерства образования Российской Федерации № 686 от 02.03.2000 г. В учебнике рассматриваются вопросы получения, формирования, преобразования, передачи и воспроизведения в жилой комнате радиослушателя звуковых сигналов (ЗС) радиовещания и телевидения.

Курс «Электроакустика и звуковое вещание» является системным, он охватывает все технические средства ЗВ и звуковых трактов телевидения, совокупность которых рассматривается как многофункциональная инфокоммуникационная глобальная система, нормальное функционирование которой возможно лишь при согласованной работе всех ее составных частей. В курсе рассматриваются и отдельные устройства преобразования и обработки аналоговых и цифровых ЗС; форматы их представления при формировании, записи, передаче по каналам связи и воспроизведении; системы озвучения, звукоусиления и телеконференцсвязи; оборудование, аппаратно-программные средства и технология подготовки и выдачи программ в эфир в радио- и телевизионных компаниях; структуры и аппаратура трактов первичного и вторичного распределения программ, методы и устройства измерения и контроля в звуковом вещании.

Основой, объединяющей системный подход к проектированию конкретных образцов вещательного оборудования каналов и трактов ЗВ, является звуковой сигнал, его характеристики и их преобразования с учетом свойств слухового восприятия и требований, предъявляемых на современном этапе к качеству звучания.

Последнее 20-летие характеризуется качественными изменениями системы звукового вещания, связанными, прежде всего, с широким использованием цифровых технологий. Их внедрение сопровождается коренным изменением технической, технологической и информационной базы радиовещания (РВ) и телевидения (ТВ). Кроме повышения ка-

чества и количества передаваемой информации становится реально существующим фактом возможность:

- передачи зрителям и слушателям большого объема дополнительных данных: сервисной информации, телетекста, субтитров, звукового сопровождения на разных языках, прогноза погоды и дорожной обстановки, справочной и бизнес информации и т.п.;
- замена «бумажной и ленточной технологий» электронными системами подготовки и выдачи программ в эфир;
- резкий рост числа формируемых программ и ретранслирующих их сетевых радиотелевизионных станций, появление региональных и национальных электронных систем мониторинга средств массовых коммуникаций;
- широчайшая автоматизация технических средств, как отдельных устройств, так и систем вещания в целом;
- применение новых звуковых форматов, начиная от обычного двухканального стереофонического до многоканального пространственного звука систем — Dolby Surround, Dolby Pro Logic и Dolby Digital;
- создание систем с условным доступом, с каналами обратной связи, открывающими возможность влияния зрителей и слушателей на содержание передаваемых программ, мобильными терминалами, возможностью получать информацию из сети Интернет, интеграция с компьютерными сетями и технологиями и многое другое.

И еще одно очень важное соображение. Национальные системы вещания сегодня все в большей степени становятся частью глобальной мировой коммуникационной системы с непрерывно возрастающим уровнем автоматизации, дистанционного управления оборудованием и контроля параметров качества отдельных устройств, трактов и системы вещания в целом.

В мире сформировались две разные платформы цифровых технологий для РВ и ТВ: 1) DAB (Digital Audio Broadcasting), DRM (Digital Radio Mondiale), DVB (с наземной DVB-T, кабельной DVB-C, спутниковой DVB-S разновидностями) и 2) ATSC (Dolby AC-3). Первая из них продвигается Европой, вторая — США. Здесь самое широкое применение находят:

- алгоритмы компрессии цифровых аудиоданных, реализованные в стандартах группы MPEG (Moving Pictures Expert Group): MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 и 13818-7 AAC, MPEG-4 ISO/IEC 14496-3, а также в стандарте ATSC (Advanced Television System Committee) Dolby AC-3 (A/52);
- высокоэффективные методы модуляции: DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying), QAM (Quadrature Amplitude Modulation), VSB-8T (Vestigial Side Band), OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) и COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex)

Именно совместное использование алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных и перечисленных выше методов модуляции лежит в основе столь быстрого продвижения цифровых систем вещания на рынке информационных технологий. Немаловажную роль при этом играет, конечно, и возможность дополнительной передачи сервисной, деловой и сопутствующей программам информации в существенно большем объеме, чем это присуще аналоговым системам вещания.



Для специалистов, работающих в области вещания и СМИ, внедрение цифровых технологий означает необходимость осваивать совершенно новые понятия, новые принципы формирования и обработки сигналов, новые системы оформления радио- и телевизионного эфира, новые способы подачи материала, новую технику и принципиально новые технологии ее эксплуатации. Именно в силу этих причин резко возрастает потребность в специалистах, глубоко владеющих современными технологиями и способных эффективно использовать эти знания при разработке и эксплуатации оборудования государственных и коммерческих радио и телевизионных компаний, студий звукозаписи, предприятий шоу-бизнеса. Все эти тенденции учтены при написании данного учебника и нашли в нем отражение.

Главы и разделы учебника по сравнению с его предшествующей редакцией, впервые опубликованной в 1998 году и переизданной в 2000 и в 2002 годах, существенно переработаны. Написаны заново главы 1, 3, 4, 8, 12, 13, 16, 18. Переработаны главы 2, 9, 14, 19, 20. Дополнены новыми сведениями главы 10, 11, 15. Исключены сведения, имеющие второстепенное значение. Весь материал учебника изложен на единой методической основе и дает полное и современное представление о звуковом вещании и звукосопровождении телевидения, может быть полезен также специалистам при их переподготовке.

Книга может быть использована также как учебное пособие студентами вузов, обучающихся по специальности 201400 «Аудиовизуальная техника», например, при изучении таких дисциплин, как «Акустика», «Аудиотехника» и «Запись аудио- и видеосигналов».

Предисловие, главы 5, 9, 12, 17, 18 (кроме разд. 18.6) написаны Ю.А. Ковалгиным; глава 8 — И.А. Алдошиной; главы 3, 13 — Э.И. Вологдиным; главы 1, 2, 11, 14, 15 — А.П. Ефимовым, глава 4 — совместно Г.П. Катуниным и Ю.А. Ковалгиным; главы 6, 7 — Г.П. Катуниным; глава 16 и разд. 18.6 — Л.Н. Кацнельсоном; главы 10, 19 — А.А. Фадеевым; глава 20 — совместно А.А. Фадеевым и Г.П. Катуниным.

Авторы выражают признательность начальнику производственной лаборатории ГРТС Санкт-Петербурга Г.М. Сидоренко и начальнику участка ВОЛС этого предприятия Ю.И. Ярыгину за предоставление материалов для написания главы 19

*Глава 1*

# Система звукового вещания

## 1.1. Некоторые определения

*Вещанием* называют организацию и распространение через системы, сети и средства электрической связи различных сообщений, предназначенных для широких слоев населения и служащих целям их информации, идеологического воздействия, образования, культурного воспитания и отдыха. Наряду с печатью вещание — одно из средств массовой информации. Оно имеет большое общественно-политическое значение как мощное средство воздействия на ум и чувства людей.

По виду передаваемых сообщений различают *звуковое и телевизионное* вещание, по используемым техническим средствам — *радиовещание* (РВ) и *проводное* (ПВ) вещание. Телевизионное проводное вещание обычно именуют *кабельным телевидением.* По форме передаваемых электрических сигналов вещание подразделяют на *аналоговое и цифровое.*

В вещании тесно слиты две стороны — художественная, творческая — формирование и исполнение содержания программ — и техническая — формирование и преобразование электрических сигналов, отображающих содержание программ, и доведение этих сигналов до потребителей. Поэтому определение вещания, как только отрасли электросвязи является неточным, ибо исключает творческие вопросы формирования программ и преобразования электрических сигналов с целью решения художественных задач Вещание принципиально отличается от электросвязи тем, что в первую очередь служит целям формирования и передачи художественной (эстетической) информации а не только смысловой (семантической) Это принципиальное отличие предъявляет совершенно иные технические требования к качеству каналов и трактов вещания

Особыми функциями вещания являются озвучивание больших открытых пространств и помещений, звукоусиление (в частности, усиление речи и музыки) в концертных залах, перевод речи на конференциях и собраниях с многонациональным составом участников, передача оповещений службы гражданской обороны

Сообщения, подлежащие распространению, компонуются в тематически однородные, законченные части или блоки, которые называются



*передачами*, они выпускаются в соответствии с расписанием. Различные виды передач (новости, репортажи, концерты, постановки и т.д.) объединяются в последовательность, называемую *программой вещания.* В развитых странах, как правило, формируют и выпускают несколько общенациональных программ, отличающихся по содержанию и по стилю.

По форме собственности технических средств существует:

- *государственное общенациональное радиовещание*, к нему относятся радиостанции, которые содержатся на средства всего общества и формируют программы, распространяемые по всей территории России и за ее пределы. В их основную задачу в условиях рыночной экономики в идеале входит удовлетворение нужд всего общества, которые по тем или иным причинам не могут быть удовлетворены частными средствами массовой информации;
- *полугосударственное и некоммерческое частное радиовещание.* К этому типу радиовещания относятся радиостанции, которые финансируются частично государством, частично спонсорами (владельцами), частично за счет рекламы. В их задачу не входит (либо входит в очень малой степени в качестве вспомогательной) коммерческая деятельность как таковая;
- *коммерческое радиовещание* — это частное радиовещание, которое имеет своей целью исключительно получение прибыли, поэтому все программы этих средств массовой информации направлены на удовлетворение вкусов различных целевых аудиторий; основной источник доходов здесь — рекламная деятельность.

По набору программ, их жанрам и соотношению последних в программах различают:

- *информационное радиовещание*, при чисто информационном типе вещания музыки в эфире практически не бывает. Обычно это «закольцованные» выпуски новостей с постоянным обновлением информации по мере ее поступления и с рекламными вставками Иногда на некоторых радиостанциях к выпускам новостей добавляются и короткие ток-шоу. Такого типа радиовещания в России пока не существует, однако он достаточно развит в США и Западной Европе;
- *информационно-музыкальное радиовещание*, в этом случае соотношение информации и музыки где-то (60–70)...(30–40) %, т е. 60–70 % информации, 30–40 % музыки;
- *музыкально-информационное радиовещание*, здесь соотношение информации и музыки меняется на противоположное 30–40 % информации и 60–70 % музыки,
- *музыкальное радиовещание*, здесь количество информации, включая короткие рубрики, выпуски новостей и рекламу, не превышает (10–25) % эфирного времени, остальное — музыка К этому типу вещания относится подавляющее большинство коммерческих радиостанций

*Формат вещания* — это стиль подачи, набор и порядок чередования передач в программе, ориентированный на удовлетворение вкусов определенной целевой аудитории слушателей. Главным признаком определения целевой аудитории являются возраст, образование, привычки и, как следствие, социальный статус слушателей. Основными отличиями, определяющими формат, являются стилистика звучащей в эфире музыки и имидж радиостанции, зависящие от многих факторов. В первую очередь от так называемой «музыкальной одежды» эфира, куда относятся джинглы, музыкальные заставки и шумы, манера работы ди-джеев (ведущих музыкальных программ), форма подачи музыкального материала, его компоновка и микширование и т.п.

Наиболее крупные компании, контролируемые государством, с привлечением общественных акционеров, формируют в России общенациональные (Москва), республиканские (в столицах республик) и местные программы радиовещания для слушателей, проживающих на территории России. Конечно, эти компании прежде всего отражают интересы государства, однако и они формируют свои программы, учитывая настроения в обществе и рекомендации попечительских советов, составленных, как правило, из наиболее авторитетных в обществе личностей. В телерадиокомпаниях (ТРК) создаются также программы внешнего вещания, предназначенные для слушателей, находящихся за пределами нашей территории. Кроме этого, формируется и отдельная программа для специалистов, работающих за рубежом. Всего в Москве, столицах республик и местных центрах ЗВ формируются следующие программы:

«Радио 1» — общественно-политическая программа, предназначенная для всех категорий слушателей и включающая в себя, кроме информационных, также передачи, адресованные детям, молодежи, литературно-драматические и музыкальные;

«Маяк» — круглосуточная информационно-музыкальная программа;

«Радио России» — информационно-аналитическая и культурно-образовательная программа;

«Орфей» — музыкальная программа;

I-я республиканская программа, призванная освещать общественно-политическую, хозяйственную и культурную жизнь республики на национальном и русском языках;

II-я республиканская программа — информационная и литературно-музыкальная; местные программы, призванные дополнять вышеуказанные программы передачами данного региона, области, района на национальном и русском языках и носящие в основном общественно-политический, информационный и музыкальный характер; длительность таких вставок не превышает двух часов в сутки.

Путь, по которому электрические сигналы вещания проходят от источников сигналов (микрофона, магнитофона, проигрывателя компакт-дисков, устройства воспроизведения оптической фонограммы кинопро-



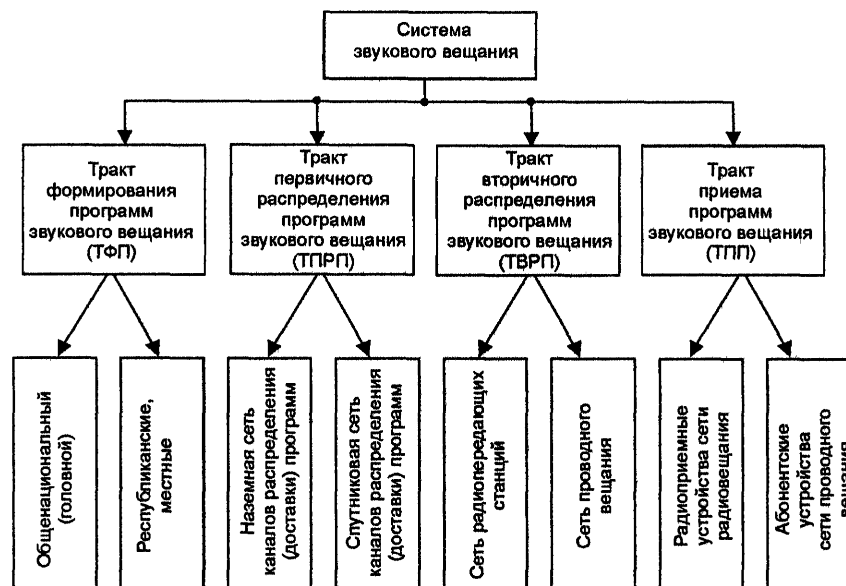



**Рис. 1.1.** Составные части системы звукового вещания

ектора, электронного музыкального инструмента и т.д.) до приемных устройств, называют ***электрическим каналом вещания***. Отдельные функционально законченные и организационно обособленные части электрического канала называют ***трактами***, а более мелкие членения — ***звеньями*** трактов.

По ГОСТ 11515-91 электрический канал ЗВ заканчивается на выходе радиопередатчика (в случае радиовещания) или на абонентской розетке (при проводном вещании). Система ЗВ (рис. 1.1) включает тракты формирования программ, их первичного (каналы доставки программ к радиовещательным станциям) и вторичного распределения (сети радиовещательных станций и систем проводного вещания), а также и тракты приема программ радиовещания (радиоприемные и абонентские устройства слушателей).

Тракт формирования программ включает в себя оборудование студий и аппаратных радиодомов (РД) и телевизионных центров (ТЦ), служащее для формирования, преобразования и усиления электрических сигналов.

Тракт первичного распределения программ содержит городские соединительные линии (СЛ) и междугородные каналы ЗВ, а тракт вторичного распределения — оборудование радиовещательных передающих центров (радиопередатчики) и станций ПВ (усилители, передатчики проводного вещания), а также линии ПВ. Приемное оборудование (радиовещательные приемники и абонентские устройства ПВ) выделяют в *тракты приема программ* (ТПП).

Каждый способ звукового вещания — радиовещание и проводное вещание — имеет свои преимущества и недостатки, проявляющиеся в конкретных условиях. При выборе и построении системы ЗВ основную роль играют качество воспроизведения, устойчивость, надежность и экономичность. Например, при сравнительно малых расстояниях от источника программы до точек расположения приемных устройств и при их большой плотности, т.е. количестве устройств на единицу площади территории, технические и экономические преимущества имеет система ПВ. При больших расстояниях и малой плотности более выгодной окажется система РВ.

Понятие *сеть* носит территориальный смысл. Под сетью понимают распределение по обслуживаемой территории выбранных технических средств вещания. Говорят, например, о сети междугородных каналов звукового вещания (МКЗВ), сети радиовещательных станций, централизованной или децентрализованной сети радио- или проводного вещания. В первом случае территорию обслуживает одна радиостанция или станция ПВ, во втором — несколько.

## 1.2. Развитие звукового вещания

История звукового вещания насчитывает более 100 лет. Первые опытные установки для этой цели были созданы в России в 80–90-х годах XIX века. Сохранились документы, подтверждающие, что 17 марта 1888 г. в Москве в квартире врача Богословского 12 человек слушали при помощи телефонных трубок оперу «Риголетто», передаваемую по проводам из Большого театра. За право слушания взималась небольшая плата. Эта первое упоминание о способе, на основе которого затем возникло проводное вещание. Данное событие произошло еще до изобретения радио нашим соотечественником профессором А.С. Поповым. Позже аналогичные передачи проводились и в других городах России (в 1919 г. в Нижнем Новгороде, в 1920 г. снова в Москве), а также за рубежом, например в Австро-Венгрии. Однако широкое использование технических средств ПВ началось в России 1 мая 1921 г., когда в Казани через усилитель и рупоры, установленные на площадях, читалась устная газета. 22 июня 1921 г. в день открытия III конгресса Коминтерна в Москве работала сеть ПВ с рупорами, установленными на шести площадях В 1925 г. абоненты в Москве получили возможность слушать одну из трех программ, распространяемых по телефонной сети; используемые для этой цели усилители были установлены на центральной телефонной станции

Особый вклад в развитие радиовещания в России внесла Нижегородская радиолаборатория. Она начала свою работу в 1918 г. в условиях гражданской войны и блокады нашей страны со стороны зарубежных государств Именно в ней были разработаны первые отечественные радиолампы, а затем на их основе — радиопередающие и радиоприемные устройства. Первые радиовещательные передачи состоялись 27 и 29 мая 1922 г в Нижнем Новгороде, затем в августе этого же года в Москве



17 сентября 1922 г. начала регулярную работу в Москве радиостанция им. Коминтерна мощностью 12 кВт. Она в то время была самой мощной радиостанцией в мире. Регулярное радиовещание в США началось в ноябре 1920 г., в Великобритании — в 1922 г., в Германии — в 1923 г.

С тех пор ЗВ прошло огромный путь в своем развитии. На первом этапе это были отдельные достаточно мощные широковещательные радиостанции, работающие в диапазонах длинных (ДВ), средних (СВ), а затем и коротких волн (КВ). Каждая такая радиостанция передавала свою программу. Для передачи звуковых сигналов использовалась двухполосная амплитудная модуляция, при этом полоса частот звукового сигнала составляла 4500 Гц, в отдельных случаях 10000 Гц. Радиовещание было в то время монофоническим и сравнительно невысокого качества. В 40-х годах появилось РВ в диапазоне метровых волн (65,8...74 МГц), где для передачи звуковых сигналов использовалась уже частотная модуляция, полоса частот звукового сигнала расширилась и стала составлять уже 40...15000 Гц, радиовещание стало высококачественным, но еще по-прежнему оставалось монофоническим.

В 1959 г. в СССР появилось стереофоническое радиовещание, которое стало регулярным, начиная с 1960 г. (65,8...74 МГц). Для его реализации была предложена система с полярной модуляцией (ПМ), разработанная Л.М. Кононовичем. Под его руководством во Всесоюзном научно-исследовательском институте радиовещательного приема и акустики им. А.С. Попова были созданы первые отечественные стереокодеры и стереодекодеры для радиопередающей и радиоприемной аппаратуры. Альтернативой ей явилась американская система с пилот-тоном (ПТ). Она была утверждена в США для регулярного радиовещания в 1961 г. В 1966 г. обе системы были рекомендованы МККР для применения. В дальнейшем в силу ряда обстоятельств не технического характера преимущественное распространение в мире получила система с ПТ. В настоящее время она применяется практически во всех странах, в том числе в России и СНГ, где она используется в диапазоне частот 87,5...108 МГц. С введением стереофонии РВ действительно стало высококачественным, появилась возможность передачи слушателям дополнительной информации самого разного характера и назначения.

Начиная с 40-х годов, в СССР начинает постепенно формироваться система радиовещания, включающая тракты формирования программ (радиодома), тракты первичного распределения программ (сеть каналов доставки программ от радиодомов до радиопередающих станций и систем проводного вещания), тракты вторичного распределения программ (сети радиовещательных станций и проводного вещания), тракты приема программ (радиоприемники и абонентские устройства) С 1976 г. в России появляется спутниковая аппаратура распределения программ (системы «Орбита», «Орбита-2», «Орбита 2м», а позже системы «Экран», «Экран-М» (1986 г.), «Москва», «Москва-Глобальная» (1994 г.), «Орбита-РВ», затем «РАБИТА» с ее модификациями), оборудование непосредственного спутникового вещания НТВ+

Национальные системы вещания все в большей степени становятся частью глобальной инфокоммуникационной системы с непрерывно возрастающим уровнем автоматизации процессами управления оборудованием и контроля параметров качества отдельных устройств, трактов и системы вещания в целом.

В мире уже четко сформировались две разные платформы цифровых технологий для РВ и ТВ. Это DAB (Digital Radio Broadcasting), DRM (Digital Radio Mondiale), DVB (с наземной DVB-T, кабельной DVB-C, спутниковой DVB-S с ее разновидностями) и ATSC Dolby AC-3. Первая из них продвигается Европой, вторая — США. Отличаются эти платформы прежде всего выбранным алгоритмом компрессии цифровых аудиоданных, видом цифровой модуляции и процедурой помехоустойчивого кодирования ЗС. В нашей стране городской жилой фонд состоит в основном из железобетона или домов с железобетонными перекрытиями. Такие конструкции обладают сильным экранирующим действием, что с одной стороны исключает применение комнатных антенн, а с другой — рождает множество отраженных эхо-сигналов. В России действует стандарт SECAM, меры защиты от помех которого в стандарте ATSC вообще не предусмотрены. Стандарт же DVB-T не требует отказа от аналоговых систем телевидения, в нем предусмотрена возможность адаптации к каналу с любой полосой частот 6, 7 и 8 МГц, в то время как стандарт ATSC ориентирован только на радиоканал с полосой частот 6 МГц. Стандарт DVB ориентирован на передачу сигналов всеми возможными способами: через спутник (DVB-S), по кабелю (DVB-C), наземную радиосеть (DVB-T). Напомним также близость России к Европе. Несомненно, что в России спор двух систем должен быть решен в пользу платформы DVB, а не ATSC.

В России сегодня все же наиболее активно развивается РВ в диапазоне метровых волн (65,8...74 и 87,5...108 МГц), однако оно продолжает оставаться еще аналоговым. Что касается «цифры», то она широко используется в нашей стране пока в аппаратуре каналов доставки программ (например, аппаратура «Орбита-РВ», «РАБИТА», «Отзвук», «Декарт», DVB/MPEG-2 и т.п.).

К настоящему времени в России Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых телекоммуникаций (МПТР) совместно с Министерством Российской Федерации по информационным технологиям и связи (Минсвязи) разработана и принята концепция развития теле- и радиовещания. Она предусматривает стопроцентный охват населения страны социально значимым пакетом из трех общенациональных программ телевидения и трех программ радиовещания При этом 80 % населения будут обеспечены пакетом из 10 телевизионных программ, включающим две федеральные программы общего формата, две специализированные федеральные программы и шесть программ национального и межрегионального характера В качестве программ общего формата рассматриваются каналы ОРТ и РТР, в качестве специализированных — канал «Культура» и возможно одна учебно-образовательная программа. Для радиовещания — это соответственно общенациональные программы «Радио 1», «Радио России» и «Маяк».



## 1.3. Организация звукового вещания

Звуковым вещанием в России занимаются как государственные, так и частные телерадиовещательные (ТРК) и радиовещательные (РК) компании, а также Министерство Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций (МПТР) и Министерство Российской Федерации по информационным технологиям и связи.

В ведении ТРК и РК находятся вопросы подготовки и формирования программ ЗВ, определения суточного объема вещания в часах, последовательности передач во времени, выбора технических средств доставки радиовещательных программ слушателям.

Контрольные и регулирующие функции в звуковом вещании осуществляют МПТР и Минсвязи. В ведении первого органа находится разработка единых для всех участников «правил игры» на информационном поле, контроль за их соблюдением, государственная поддержка социально значимых для общества проектов, разработка планов развития теле- и радиовещания в России. Одной из важнейших его функций является лицензирование телерадиовещания, проведение конкурсов на получение лицензий на право вещания на выделенных государством для этих целей частотах.

Одна из основных задач Минсвязи — регулирование деятельности в области использования радиочастотного спектра и орбитальных позиций спутников, используемых для трансляции программ теле- и радиовещания, разработка частотных планов, территориально-частотное планирование. Исключение составляют здесь только вопросы *присвоения* радиочастот для целей телерадиовещания, что входит в сферу деятельности МПТР. Иначе говоря, Минсвязи России организует работу по планированию, назначению и учету радиочастот, контроль за их использованием, разработку мероприятий и контроль за обеспечением электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств, за мешающими радиовещанию помехами, включая индустриальные, а также международно-правовую защиту радиочастотного ресурса России.

Сети первичного распределения программ, на базе которой организованы каналы доставки программ к передающим средствам радиовещания, и собственно сети радиовещательных станций ранее находились в ведении Минсвязи России, позже они были включены в состав Всесоюзной государственной телерадиовещательной компании (ВГТРК). Часть каналов доставки программ сдавалась в аренду негосударственным компаниям в соответствии с действующими тарифами. В 2001 г. начались работы по созданию акционерных обществ со смешанным капиталом,

основной сферой деятельности которых является доставка теле- и радиопрограмм. Решение Президента РФ об этом было принято еще 16 августа 2001 г., в соответствии с которым в целях «...обеспечения передачи и распространения электронных СМИ, развития, реконструкции и эксплуатации технической базы, необходимой для передачи и распространения телерадиовещательного сигнала, средств коммуникации и связи, совершенствования функционирования сети распространения телерадиопрограмм, формирования единого производственно-технического комплекса государственных телевизионных и радиовещательных сетей» было создано федеральное унитарное государственное предприятие «Российская телевизионная и радиовещательная сеть». Юрисдикцией над всем телевизионным и радиопространством России это предприятие стало обладать с 1 января 2002 г., когда фактически завершился «развод» с ВГТРК, куда ранее в течение нескольких лет входили все РТПЦ страны.

Программы ЗВ готовят в редакциях, агентствах, творческих объединениях, специализированных по жанрам. Например, существуют редакции новостей, литературно-драматического вещания, спортивных передач, экономики, вещания для детей, школьников и юношества и т.д. В редакциях определяют темы, направленность передач, подбирают материалы, авторов, исполнителей, ведут режиссерскую и репетиционную работы. Имеются координационные органы, занимающиеся стратегией вещания, суточными, недельными, месячными планами, взаимодействием разных программ. Отдел выпуска составляет расписание передач и реализует его. Отдел технического контроля следит за техническим качеством вещания.

Передачи ведутся непосредственно в прямом эфире или в записи. Соотношение этих двух видов передач определяется принятой в то или иное время концепцией. Было время, когда прямые передачи составляли 5...10 % всего времени вещания. В настоящее время это соотношение изменяется. Большее время уделяется новостям, экономической информации, актуальным передачам с места событий, диалогом со слушателями. Звуковое вещание все в большей степени становится интерактивным.

Территория России имеет большую протяженность с запада на восток. Она охватывает десять часовых поясов. Учитывая это, две формируемые в Москве общенациональные программы «Радио-1» и «Радио России» выпускаются в виде пяти дублей, причем дубли А, Б, В и Г опережают основной дубль М соответственно на 8, 6, 4 и 2 часа. Программы «Маяк» и «Орфей» распределяются по территории страны без сдвигов по времени.

Таким образом, в Москве формируются 12 основных программ, не считая программ для Москвы, Московской области и программ акционерных и частных радиокомпаний.



## 1.4. Структура каналов и трактов звукового вещания

Техническая база системы ЗВ состоит из нескольких функциональных частей — ТФП, ТПРП, ТВРП (см. рис. 1.1). Тракты формирования программ подразделяют на головной, находящийся в Москве, республиканские, расположенные в столицах республик, входящих в состав России, и местные — в краевых и областных центрах. В ТФП ведут подготовку и выпуск программ, коммутацию сигналов программ на входы СЛ, идущих на местные радиовещательные передающие центры, к центральной станции проводного вещания (ЦСПВ). Аппаратно-студийные комплексы (АСК) радиодомов содержат аппаратно-студийные блоки (АСБ), в каждом из которых имеется студия и одна-две аппаратные (например, записи и вещания), монтажная, трансляционная, центральная аппаратная (соответственно МА, ТА, ЦА).

Структура головного звена системы ЗВ изображена на рис. 1.2. В нее входят АСК, центральная коммутационно-распределительная аппаратная (ЦКРА), центральная междугородная вещательная аппаратная (ЦМВА), радиопередающие станции (РПС), земные станции ЗС систем спутниковой передачи (ССП), магистральная сетевая станция (МСС) кабельных систем передачи (КСП), оконечные радиорелейные станции (ОРЛС) радиорелейных систем передачи (РРЛСП). Республиканские, краевые, областные центры РВ имеют более простую структуру (рис. 1.3). В нее входят МВА и КРА, АСК или радиовещательная аппаратная (РВА). Отсюда сигналы программ поступают на местные РПС и ЦСПВ. Местные районные центры ЗВ (рис. 1.4) содержат пульт районного вещания (ПРВ), расположенный на станции проводного вещания СПВ, усилительные и передающие устройства и сеть ПВ.

Тракт первичного распределения программ включает городские СЛ, МКЗВ, а также соответствующие аппаратные —коммутационно-распределительную (в Москве — это ЦКРА) и междугородную вещательную (в Москве — ЦМВА). В ЦКРА осуществляется прием и контроль сигна-

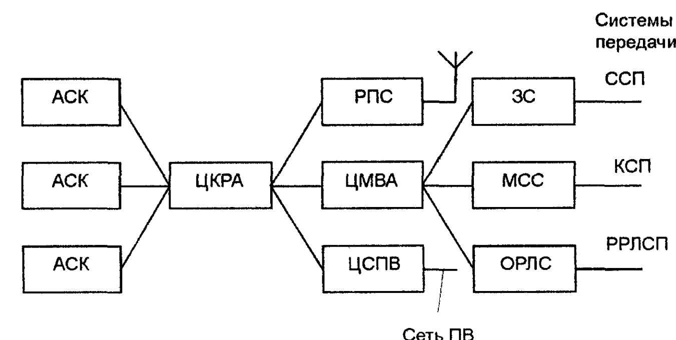



**Рис. 1.2.** Структура головного центра ЗВ

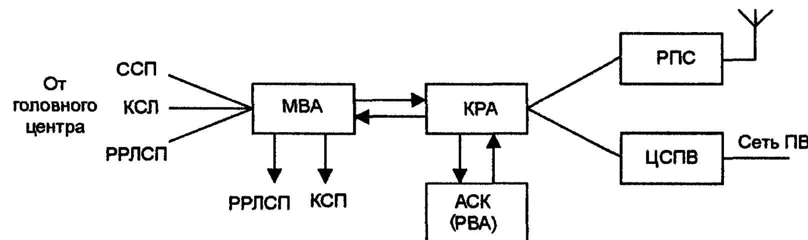



**Рис. 1.3.** Структура республиканского (краевого, областного) центра ЗВ

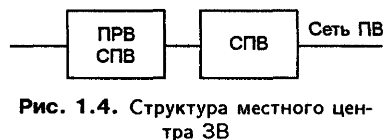



**Рис. 1.4.** Структура местного центра ЗВ

лов программ, поступающих из АСК ТРК, и передача их далее в ЦМВА, на радиопередающие станции объединения «Радио» (производственное объединение радиовещания ПОР-1) и ЦСПВ Московской городской радиотрансляционной сети ПВ.

После ЦМВА сигналы программ поступают в магистральные каналы распределения сигналов программ ЗВ В ЦМВА обеспечивается управление МКЗВ и их контроль. Частным случаем МВА является региональная узловая магистральная вещательная аппаратная (РУ МВА), которая входит в состав сетевого узла первичной сети междугородной связи. Междугородная вещательная аппаратная располагается на оконечной междугородной станции (ОМС) первичной сети, находящейся в республиканских, краевых и областных центрах

Сеть распределения программ ЗВ представляет собой вторичную сеть, основанную на первичной сети связи, организованной на спутниковых, кабельных и радиорелейных системах передачи Она строится по радиально-узловому принципу и делится на магистральную, внутризоновые и местные сети

Тракты приема программ ТПП образованы парком радиовещательных приемников и абонентских устройств ПВ

Все большее место в ТПРП и ТВРП занимают спутниковые службы связи (ССС) Регламентом радиосвязи предусмотрены два типа ССС для целей вещания фиксированная (ФСС) — часть тракта первичного распределения программ звукового и телевизионного вещания, радиовещательная (РВСС) — часть тракта вторичного распределения программ

В ФСС используют искусственные спутники Земли (ИСЗ), расположенные на геостационарной и высокой эллиптической орбитах, в РВСС — только на геостационарной орбите Фиксированная спутниковая служба предназначена для связи между земными станциями (ЗС), расположенными в определенных (фиксированных) точках территории В отдельных случаях она включает в себя линии «Спутник – спутник» и линии от ЗС до других служб спутниковой связи Все полосы частот, выделенные ФСС, предназначены для совместного использования с другими службами радиосвязи



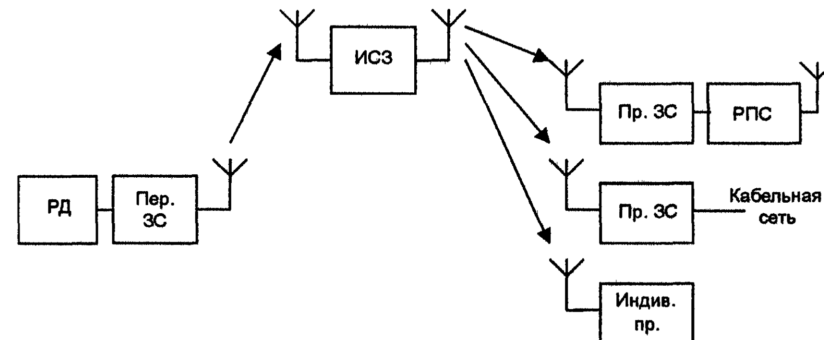



**Рис. 1.5.** Схема спутниковой системы ЗВ

По распределению частот земной шар разделен на три района: первый включает в себя Европу, Африку, территорию бывшего СССР и Монголию, второй — Северную и Южную Америку, третий — Азию (кроме территории бывшего СССР и Монголии), Океанию и Австралию. Выделенные для разных районов полосы частот занимают область от 2 до 275 ГГц

В нашей стране на основе ФСС организованы каналы сети первичного распределения программ ЗВ и ТВ. Это каналы передачи сигналов ЗВ от передающих ЗС через ретранслятор ИСЗ к приемным ЗС и далее на радиопередающие станции, станции проводного вещания, кабельные и радиорелейные системы передачи (рис 1.5). В России основными системами ФСС являются «Орбита», «Орбита-2», «Орбита-2м», «Орбита-РВ», «РАБИТА», «Экран», «Экран-М», «Москва», «Москва-Глобальная» Земные станции этих систем действуют через ИСЗ «Горизонт», «Экспресс», «Галс»

Наиболее крупные международные системы ФСС — Intelsat и Eutelsat (ECS — European Communication Satellite) В системе Eutelsat используются ИСЗ типов ECS1 и ECS2 На каждом ИСЗ установлены четыре передающих антенны Одна формирует луч, направленный на Европу (Е), вторая — Западно-европейский луч (З), третья — Восточно-европейский (В), четвертая — Атлантический луч (А) Сигналы ЗВ принимаются земными станциями и далее распределяются по кабельным сетям Возможен прием и на индивидуальные спутниковые станции Европейская система Astra создает сигнал по уровню, достаточный для приема на индивидуальные антенны диаметром 70 см

За рубежом активно развиваются также системы непосредственного спутникового вещания (НТВ) в полосах частот 0,62 0,79, 2,5 2,69, 11,7 12,2 (третий район), 11,7 12,5 (первый район), 12,2 12,7 (второй район), 22,5 23 (второй и третий районы), 40,5 .42,5, 84 86 ГГц Системы НТВ действуют в Великобритании, Австрии, ФРГ, Италии, Франции, Швейцарии, Скандинавских странах, Японии Аналогичная система создается и в нашей стране Она получила название СТВ-12

(система телевизионного вещания в диапазоне 12 ГГц). В полосе частот 11,7...12,5 ГГц размещено 40 частотных каналов с шириной полосы 27 МГц каждый. В ФРГ разработана система цифрового спутникового РВ, получившая название DSR. Через каждый ствол ИСЗ TDF-1 и TV-SAT передается 16 стереофонических программ. В системах РВСС могут быть образованы и обратные каналы, например для связи студентов с удаленным от них преподавателем.

## 1.5. Параметры качества каналов и трактов звукового вещания

Параметры качества каналов и трактов ЗВ устанавливаются национальными стандартами (ГОСТ 11515-91). При их создании руководствуются рекомендациями международных организаций. К ним, в первую очередь, относятся рекомендации XII тома документов МККР и III тома документов МКТТ. Они пересматриваются один раз в четыре года. В рекомендациях МККР и МККТТ рассматриваются следующие типы каналов ЗВ:

1. Канал с полосой частот 15 кГц, рекомендуемый для организации высококачественного монофонического и стереофонического вещания (Рекомендации 505-4 МККР и J.21 МККТТ).

2. Канал с полосой частот 10 кГц, рекомендуемый для монофонического вещания (Рекомендация J.22 МККТТ).

3. Узкополосные («репортажные») каналы с полосами частот 5 и 7 кГц (Рекомендации J.23 МККТТ и 503-4 МККР), предназначенные для организации временных международных или национальных каналов для комментариев или репортажей (например, спортивных), а также для организации СЛ между РД и передатчиками километровых (КМВ), гектометровых (ГМВ) и декаметровых (ДКМВ) волн.

Для нормирования параметров качества кабельных и радиорелейных систем передачи сигналов ЗВ принята условная эталонная цепь длиной 2,5 тыс. км, состоящая из трех равных участков с двумя пунктами переприема по звуковой частоте. Условная эталонная цепь для передачи сигналов ЗВ в системе ФСС включает в себя один канал ЗС–ИСЗ–ЗС с одним комплектом модуляторов и демодуляторов для переноса сигнала звуковой частоты в полосу радиочастот и обратно.

В качестве примера ниже даны параметры качества каналов ЗВ с полосой частот 40...15000; 50...7000 и 70...5000 Гц.

1. Отклонение АЧХ относительно коэффициента передачи на частоте 1 кГц, дБ, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...0,125 | +0,5...−2,0 |
| 0,125...10,0 | ±0,5 |
| 10,0...14,0 | +0,5...−2,0 |
| 14,0...15,0 | +0,5...−3,0 |
| 0,05...0,1 | +1...−3 |
| 0,1...6,4 | ±1 |
| 6,4...7,0 | +1...−3 |
| 0,07...0,2 | +1...−3 |
| 0,2...4,0 | ±1 |
| 4,0...5,0 | +1...−3 |



2. Изменение группового времени прохождения, мс, на частоте, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04 | 55 |
| 0,075 | 24 |
| 14,0 | 8 |
| 15,0 | 12 |
| 0,05 | 80 |
| 0,1 | 20 |
| 6,4 | 5 |
| 7,0 | 10 |
| 0,07 | 60 |
| 5,0 | 15 |

3. Максимальный псофометрический уровень помех (шума) в свободном канале, дБ, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...15 | −42 |
| 0,05...7 | −44 |
| 0,07...5 | −32 |

4. Коэффициент гармоник, %, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...0,125 | 1 |
| 0,125...7,5 | 0,5 |
| 0,05...0,1 | 2 |
| 0,1...3,5 | 1,4 |
| 0,07...0,1 | 2 |
| 0,1...2,5 | 1,4 |

5. Защищенность от внятной переходной помехи, дБ, на частотах 0,04...15 кГц согласно графику на рис. 1.6,*а*, а на частотах 0,05...7 и 0,07...5 кГц согласно графику на рис. 1.6,*б*.

Для передачи стереофонических сигналов дополнительно нормируются параметры. Разность уровней $\Delta N$ в каналах Л и П при подаче на их вход измерительных сигналов одинакового уровня не должна превышать значений, приведенных на рис. 1.6,*в*, а разность фаз $\Delta\varphi$ между каналами Л и П — значений на рис. 1.6,*г*. Защищенность между каналами Л и П от внятной переходной помехи, измеренной при входном синусоидальном измерительном напряжении на частотах 0,04 и 15 кГц, должна быть более 50 дБ, а от интегральной переходной помехи, создаваемой главным образом перекрестной паразитной модуляцией, — более 60 дБ.

В ГОСТ 11515-91 даны нормы на параметры качества электрических каналов ЗВ, трактов, входящих в их состав, и отдельных звеньев для трех видов этих трактов с полосами частот 15, 10 и 6,4 кГц. Полосу частот шириной 15 кГц имеют тракты первичного и вторичного распределения программ, тракты, предназначенные для подачи стереофонических сигналов, тракты звуковой части телевизионных программ и монофонических сигналов на радиопередатчики диапазона МВ. Нормам

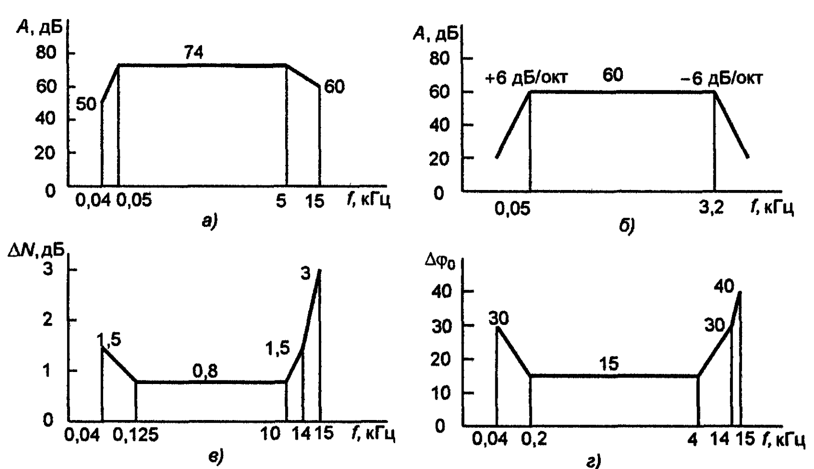



**Рис. 1.6.** Зависимость норм на параметры качества каналов ЗВ от частоты: *а* — защищенность от внятной переходной помехи для каналов с полосой частот 15 кГц; *б* — то же, для каналов с полосой частот 7 и 5 кГц; *в* — допуск на различие уровней в каналах Л и П; *г* — допустимый сдвиг фаз между каналами Л и П

на каналы ЗВ с полосой частот 10 кГц должна удовлетворять часть радиопередатчиков диапазонов КМВ и ГМВ с амплитудной модуляцией, городские сети ПВ, предназначенные для передачи сигналов 1-й программы; нормам на каналы ЗВ с полосой частот 6,4 кГц — сельские узлы и сети ПВ, а также оборудование городских СПВ, предназначенное для передачи звуковых сигналов 2-й и 3-й программ.

Каналы студийного тракта имеют полосу частот 20...20000 Гц.

Первоначально ГОСТ 11515 нормировал параметры качества всего электрического канала ЗВ от источников сигнала, например микрофона, до громкоговорителя радиовещательного приемника или абонентского устройства ПВ. Однако промышленность добилась исключения из этого оборудования радиовещательных приемников и абонентских устройств (АУ) ПВ, мотивируя это тем, что требования ГОСТ слишком жестки и в них невозможно уложиться. В ГОСТ 11515-91 концом электрического канала ЗВ считается выход радиопередатчика или розетка сети ПВ. Таким образом, в нормы ГОСТ не входят искажения, вносимые антенной, средой распространения, приемным устройством (а теперь и магнитофоном, являющимся источником сигнала). Поскольку канал ПВ заканчивается теперь абонентской розеткой, параметры АУ нормируются отдельно.

Далее также в качестве примера приведены нормы на параметры качества каналов ЗВ с полосами частот 40..15000, 50. 10000 и 100.. 64000 Гц с магистральным МКЗВ и трактом радиопередатчика, соответствующие ГОСТ 11515-91



1. Отклонение АЧХ относительно коэффициента передачи на частоте 1 кГц, дБ, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...0,05 | +2,0...−4,2 |
| 0,05...0,125 | +2,0...−3,8 |
| 0,125...10,0 | +2,0 |
| 10,0...15,0 | +2,0...−3,8 |
| 0,05...0,1 | +2,4...−5,0 |
| 0.1...0,2 | +2,4...−3,9 |
| 0,2...8,5 | +2,4 |
| 8,5...10,0 | +2,4...−5,0 |
| 0,1...0,15 | +2,5...−3,6 |
| 0,15...6,0 | +2,5 |
| 6,0...6,4 | +2,5...−5,2 |

2. Коэффициент гармоник, %, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...0,125 | 2,6 |
| Свыше 0,125 | 1,6 |
| До 0,125 | 3,6 |
| Свыше 0,125 | 2,6 |
| До 0,125 | 4,4 |
| Свыше 0,125 до 4,0 | 3,5 |

3. Защищенность от взвешенного шума, дБ, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...15 | 40 |
| 0,05...10 | 43 |
| 0,1...6,4 | 39 |

4. Защищенность от внятной переходной помехи, дБ, в полосе частот, кГц:

| | |
|---|---|
| 0,04...15 | 74 |
| 0,05...10 | 70 |
| 0,1...6,4 | 60 |

*Примечание.* В ГОСТ 11515-91 приводятся также нормы на отдельные звенья ТФП, ТПРП, ТВРП.

## Контрольные вопросы

1. Поясните следующие термины: система звукового вещания, сеть звукового вещания, электрический канал звукового вещания, тракт вещания, звено, передача, программа. Приведите примеры их употребления.
2. Какова цель создания норм на качество каналов и трактов ЗВ?
3. Перечислите основные параметры качества каналов ЗВ.
4 Поясните смысл следующих параметров качества: ширина полосы частот, неравномерность АЧХ, коэффициент гармоник, относительный уровень помех. Назовите примерные значения этих величин, соответствующие порогу слуховой заметности.
5. Почему оценка нелинейности по методу коэффициента гармоник не всегда достаточна?
6. Почему к параметрам качества трактов формирования программ предъявляются более высокие требования, чем к соответствующим показателям ТПРП и тем более ТВРП?
7. Изобразите типовые структуры ТФП, ТПРП и ТВРП
8 Изобразите структурную схему электрического канала ЗВ.
9 Дайте определение МКЗВ, изобразите его структурную схему.

*Глава 2*

# Звуковые поля и волны

## 2.1. Характеристики звукового поля

**Основные понятия.** *Звуковым полем* называется пространство, в котором происходит распространение звуковых колебаний. Это одна из форм существования материи.

Представим себе излучатель звуковых колебаний в виде жесткого поршня, который помещен в отверстие бесконечно большой жесткой стены (рис. 2.1,*а*). Рассмотрим процесс возникновения звуковых колебаний в воздушной среде в правом полупространстве. Пусть поршень совершает колебания вдоль некоторой оси $X$. При перемещении вправо он приводит в движение прилегающий к его поверхности слой частиц воздуха, уплотняя его. Давление в этом слое становится больше атмосферного, вследствие этого частицы перемещаются вправо, отклоняясь от своего положения равновесия и создавая уплотнение в следующем слое и т.д. Таким образом, фаза сжатия частиц распространяется в пространстве, удаляясь от излучателя, передаваясь от одного слоя к другому.

При достижении поршнем своего крайнего положения он начнет двигаться влево. При этом справа от него образуется разрежение частиц воздуха, давление в этой области станет меньше атмосферного и сюда устремятся частицы из прилегающего слоя. На том месте, где

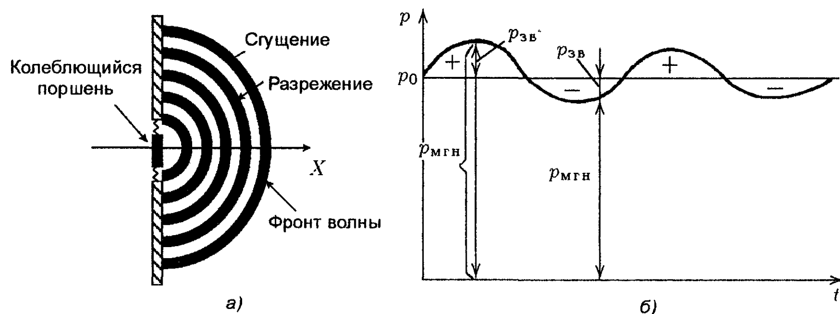



**Рис. 2.1.** К возникновению звуковых колебаний в воздушной среде (*а*) и изменение звукового давления в точке звукового поля при синусоидальном колебании частиц среды (*б*)



они перед этим находились, в свою очередь образуется область разрежения, куда устремятся частицы из соседнего слоя, образуя следующую область разрежения, и т.д. В результате от поршня в пространстве будет распространяться фаза разрежения. Таким образом, колебания поршня вызывают во внешней среде возмущения в виде сгущений и разрежений частиц. При этом частицы, как и поршень, совершают в данном случае периодические колебания относительно своего положения равновесия. Следовательно, звуковое поле проявляется в виде кинетической энергии колеблющихся частиц воздуха, а сами звуковые колебания представляют собой объемные деформации этих частиц. Процесс распространения колебаний в упругой среде называют *волной*. Направление распространения звуковой волны называют *звуковым лучом*, а поверхность, соединяющую все смежные точки поля с одинаковой фазой колебания частиц среды, — *фронтом волны*. Фронт волны перпендикулярен звуковому лучу.

Поскольку частицы совершают колебания вдоль направления распространения волны, то такие колебания называют *продольными*. Эти колебания распространяются от одних частиц воздуха к другим с определенной скоростью, называемой *скоростью звука*.

*Скорость распространения звуковой волны* в воздухе (скорость звука) $c_{зв}$ в основном зависит от параметров среды и температуры. Однако с точностью, достаточной для технических расчетов, можно считать, что $c_{зв} = 331\sqrt{T/273}$, где $T$ — абсолютная температура воздуха, К. Скорость звука для газообразных сред может быть найдена также по формуле

$$c_{зв} = \sqrt{\gamma p_{атм} \rho},$$

где $\gamma$ — коэффициент адиабаты; $\rho$ — плотность среды. Заметим, что $\gamma = 1{,}4$ при 15 °C и $p_{атм} = 101325$ Па, а $\rho = 1{,}29...1{,}2$ кг/м$^3$ при температуре 0...20 °C. При нормальном атмосферном давлении $p_{атм} = 101325$ и температуре $T = 290$ К (17 °C) скорость звука $c_{зв} = 340$ м/с. Это значение используется в технических расчетах.

Расстояние между соседними фронтами, находящимися в одинаковой фазе, называется *длиной волны*. Если период колебаний $T$, скорость звука $c_{зв}$ и частота $F$, то длина волны

$$\lambda = c_{зв}T = \frac{c_{зв}}{F}, \ [\text{м}]. \tag{2.1}$$

Частоты звуковых колебаний лежат в полосе частот от 20 до 20000 Гц. Соответственно длины звуковых волн имеют значения от 17 м до 1,7 см. Частоты ниже 20 Гц называют *инфразвуковыми*, а выше 20000 Гц — *ультразвуковыми*. Инфразвуковые и ультразвуковые колебания органом слуха не воспринимаются.

**Линейные характеристики звукового поля.** *Звуковым давлением* (см. рис. 2.1,*б*) называется разность между суммарным мгновенным

значением давления в некоторой точке поля и атмосферным давлением:

$$p_{зв}(t) = p_{мгн}(t) - p_{атм}, \tag{2.2}$$

где $p_{зв}(t)$ — звуковое давление; $p_{мгн}(t)$ — суммарное мгновенное давление в некоторой точке поля; $p_{атм}$ — атмосферное давление. Напомним, что в физике давлением называется сила, приходящаяся на единицу поверхности тела. Она измеряется в Н/м$^2$. Обозначим эту величину $p$, тогда

$$p = \frac{F}{S} \text{ [Н/м}^2\text{]}, \tag{2.3}$$

где $F$ — сила, действующая на тело; $S$ — поверхность, на которую действует сила. Единица, равная 1 Н/м$^2$, названа паскалем, [Па]. В области сжатия (сгущения) частиц среды $p_{мгн}(t)$ больше атмосферного, и звуковое давление положительно. В области разрежения $p_{мгн}(t)$ отрицательно, т.е. звуковое давление — величина знакопеременная. Измеряется звуковое давление в паскалях. В акустике приходится иметь дело со звуковым давлением, не превышающим по амплитуде 10–20...100 Па. Если учесть, что нормальное атмосферное давление составляет $1{,}01 \cdot 10^5$ Па, то становится ясным, насколько малы значения звукового давления по сравнению с атмосферным.

*Колебательная скорость* — это мгновенное значение скорости колебательного движения частиц среды при распространении в ней звуковой волны. Нельзя путать эту величину со скоростью звука. Скорость звука — это величина, с которой возбуждение передается от ближних к источнику частиц среды к все более и более удаленным. Здесь же речь идет о скорости колебаний частиц относительно своей точки покоя, даже для очень громких звуков $v < 10$ м/с.

Если смещение частицы среды относительно своей точки покоя $x = x_m e^{j\omega t}$, то колебательная скорость

$$v = \frac{dx}{dt} = j\omega x_m e^{j\omega t} = j\omega x. \tag{2.4}$$

Колебательная скорость равна нулю, когда смещение $x$ достигает своего максимального значения $x = x_m$, и максимальна, когда $x = 0$. Если источник звука совершает колебания по гармоническому закону с частотой $F$, то за время $T$, в течение которого совершается один период колебания источника, фронт звуковой волны переместится на расстояние, равное длине волны $\lambda$. Напомним, что $c_{зв} = F\lambda$

**Энергетические характеристики звукового поля.** *Звуковая мощность* — это энергия, переносимая звуковой волной в единицу времени в направлении распространения звуковых волн через всю площадь фронта волны. Звуковая мощность по своей физической сущности является механической мощностью. Мощность, как известно, есть работа, произведенная за единицу времени. В электроакустике имеется в виду работа, которую совершает излучатель против силы, действующей



на него со стороны среды:

$$P = \frac{dA}{dt} = \frac{F\,dx}{dt} = Fv = p_{зв}Sv \text{ [Вт]}, \tag{2.5}$$

где $P$ — звуковая мощность; $A$ — работа; $F$ — сила, действующая на излучатель со стороны среды; $x$ — смещение излучателя; $p_{зв}$ — звуковое давление.

*Интенсивность или сила звука* — это поток звуковой энергии, проходящей в единицу времени через единицу поверхности фронта волны:

$$I = \frac{P}{S} = \frac{p_{зв}Sv}{S} = p_{зв}v \text{ [Вт/м}^2\text{]}, \tag{2.6}$$

где $I$ — сила звука; $S$ — площадь фронта волны.

Плотность звуковой энергии — это среднее количество звуковой энергии, приходящееся на единицу объема. Обычно она обозначается буквой $\varepsilon$, ее размерность [Дж/м$^3$]:

$$I = \varepsilon c_{зв} \text{ или } \varepsilon = \frac{I}{c_{зв}}. \tag{2.7}$$

## 2.2. Уравнение движения

Определим связь звукового давления с колебательной скоростью. Выделим элементарный слой воздуха, ограниченный площадками $dS$ (рис. 2.2). Толщину слоя обозначим $dx$, предполагая, что звуковая волна распространяется вдоль некоторой оси $x$. Предположим, что на выделенный слой воздуха слева действует давление $p_{зв}$, а справа $p_{зв} + dp_{зв}$. Соответственно силы, действующие на этот слой с обеих сторон, $F_1 = p_{зв}dS$ и $F_2 = (p_{зв} + dp_{зв})dS$.

Результирующая сила, которая сообщит слою ускорение, будет равна разности сил:

$$dF = F_2 - F_1 = dp_{зв}dS.$$

Согласно закону инерции эта сила должна быть равна силе инерции с обратным знаком: $F_{ин} = -am$, здесь $a = dv/dt$ — ускорение; $m = \rho_{зв}\,dSdx$ — масса слоя воздуха; $\rho$ — плотность воздушной среды.

Таким образом, $dF = F_{ин}$ или $dp_{зв}dS = -\frac{dv}{dt}\rho dSdx$. После сокращения на $dS$ получаем

$$-\frac{dp_{зв}}{dx} = \rho\frac{dv}{dt}. \tag{2.8}$$

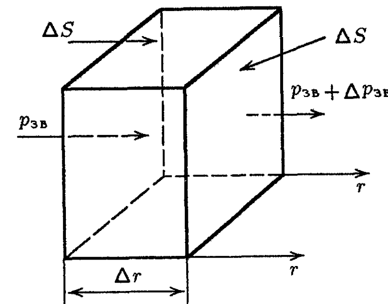



**Рис. 2.2.** К выводу уравнения движения среды

Данное уравнение называют *уравнением движения среды.*

По форме фронта волны различают, в частности, волны плоские и шаровые.

## 2.3. Плоская волна

Плоской называется звуковая волна, фронт которой представляет собой плоскость, расположенную перпендикулярно направлению распространения волны. Звуковые лучи будут направлены в этом случае параллельно друг другу. Последнее указывает на то, что звуковая энергия не расходится в пространстве, а распространяется пучком. Здесь мы имеем случай направленного излучения.

Плоская волна может возникнуть в том случае, если размеры излучателя больше длины излучаемой волны. Это условие выполняется при работе громкоговорителя на верхних частотах. Классическим примером плоской волны считают колебания, возбуждаемые жестким непрогибающимся поршнем в бесконечно длинной трубе с неотражающей звук поверхностью в случае, когда диаметр поршня намного больше длины излучаемого колебания.

Определим связь между звуковым давлением и колебательной скоростью в плоской волне. Представим излучатель в виде жесткого поршня, колеблющегося вдоль некоторой оси $x$ и излучающего плоскую волну (рис. 2.3).

Звуковое поле в точке у поверхности источника, излучающего гармоническое колебание, определится как $p_{\text{зв}} = p_{\text{зв}.m}\mathrm{e}^{j\omega t}$.

В точке на некотором удалении от излучателя давление запаздает по фазе на время

$$\tau = \frac{x}{c_{\text{зв}}} \tag{2.9}$$

и станет равным $p_{\text{зв}} = p_{\text{зв}\,m}\mathrm{e}^{j\omega(t-\tau)}$.

Введем понятие волнового числа

$$k = \frac{\omega}{c_{\text{зв}}} = \frac{2\pi}{\lambda}. \tag{2.10}$$

Здесь $\omega$ — круговая частота, $\omega = 2\pi F$. Физический смысл волнового числа — изменение фазы колебаний на единицу расстояния при распространении звуковой волны.

Чтобы определить, как изменится фаза колебания $\varphi$ при прохождении волной некоторого расстояния $x$, необходимо умножить волновое

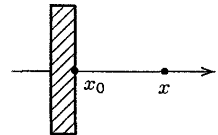



**Рис. 2.3.** К определению свойств плоской волны: $x_0$ — координата точки звукового поля у поверхности излучателя; $x$ — координата точки на некотором удалении от излучателя



число на расстояние: $\varphi = kx$. Так, если волна прошла путь $x = 0,5\lambda$, то фаза колебания изменится на угол $\varphi = kx = \frac{2\pi}{\lambda}0,5\lambda = \pi$. Так как $c_{\text{зв}} = \frac{\omega}{k} = \frac{x}{\tau}$, то согласно (2.9) и (2.10) получим $\omega\tau = kx$.

Выражение для звукового давления в точке с произвольной координатой $x$ теперь можно записать в более удобной форме:

$$p_{\text{зв}} = p_{\text{зв}.m}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}. \tag{2.11}$$

Для получения выражения колебательной скорости используем уравнение движения (2.8), в соответствие с которым

$$dv = -\frac{1}{\rho}\frac{dp_{\text{зв}}}{dx}dt.$$

Так как $p_{\text{зв}} = p_{\text{зв}.m}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}$, то

$$\frac{dp_{\text{зв}}}{dx} = \frac{d}{dx}(p_{\text{зв}.m}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}) = -jkp_{\text{зв}.m}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}.$$

Таким образом,

$$dv = j\frac{kp_{\text{зв}.m}}{\rho}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}dt,$$

а

$$v = j\frac{kp_{\text{зв}.m}}{\rho}\int \mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}\,dt = j\frac{kp_{\text{зв}.m}}{\rho j\omega}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)} = \frac{kp_{\text{зв}.m}}{\rho\omega}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}.$$

Поскольку $p_{\text{зв}} = p_{\text{зв}\,m}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}$ и $k = \omega/c_{\text{зв}}$, то $v = \frac{p_{\text{зв}.m}}{\rho c_{\text{зв}}}\mathrm{e}^{j(\omega t - kx)}$ или

$$v = \frac{p_{\text{зв}}}{\rho c_{\text{зв}}}. \tag{2.12}$$

Полученная зависимость определяет свойства плоской волны.

1. Амплитуда давления и колебательной скорости в плоской волне не убывают с расстоянием от источника звука. Не убывают, следовательно, и амплитуды смещения частиц среды. Физически это можно объяснить следующим образом: так как волна не расходится, то площадь фронта волны с расстоянием не меняется и поэтому на любом расстоянии на единицу площади фронта волны приходится одно и тоже количество энергии;

2. Звуковое давление и колебательная скорость в плоской волне синфазны.

Величина $z_{\text{а}} = \rho c_{\text{зв}} = p_{\text{зв}}/v$ называется *удельным акустическим сопротивлением.* Для технических расчетов принято считать $z_a = 1{,}23 \times \times 340 = 418$, кг/м$^2$с Физически $z_{\text{а}}$ — это то сопротивление, которое оказывает среда единице поверхности излучателя.

Если эту величину умножить на всю поверхность излучателя, то получим полное сопротивление реакции среды, называемое *сопротивлением излучения*

$$z_R = z_a S = \rho c_{зв} S = \frac{p_{зв}}{v} S = \frac{F}{v}. \quad (2.13)$$

Так как в плоской волне отсутствует сдвиг по фазе между давлением и колебательной скоростью, то сопротивление излучения является активной величиной. Запишем в несколько ином виде выражение для силы звука (2.6):

$$I = p_{зв} v = \frac{p_{зв}^2}{z_a} = v^2 z_a. \quad (2.14)$$

Если перейти к амплитудным значениям звукового давления, то получим

$$I = \frac{p_{зв\,m}^2}{2z_a}. \quad (2.15)$$

Излучаемая источником акустическая мощность активна и равна

$$P = IS = v^2 z_a S = v^2 z_R. \quad (2.16)$$

## 2.4. Шаровая волна

Волна называется шаровой, если энергия от источника звука распространяется равномерно во всех направлениях и фронт волны имеет сферическую форму. Идеальным источником шаровых волн является пульсирующий шар — сфера с радиусом $R$ (рис. 2.4). Звуковые лучи в шаровой волне совпадают с радиусами сферы.

Если $P$ — излучаемая мощность, $S_1$ — площадь фронта волны на расстоянии $r_1$ от излучателя, то сила звука $I_1$ на поверхности фронта волны

$$I_1 = \frac{P}{S_1} = \frac{P}{4\pi r_1^2}.$$

На расстоянии $r_2$ сила звука

$$I_2 = \frac{P}{S_2} = \frac{P}{4\pi r_2^2}$$

Так как $r_2 > r_1$, то и $I_2 < I_1$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{r_2^2}{r_1^2}$$

Из этих выражений видно, что сила звука в шаровой волне убывает обратно пропорционально квадрату расстояния от излучателя



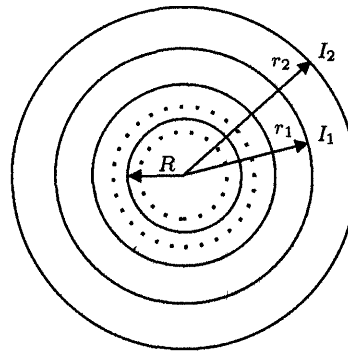



**Рис. 2.4.** Излучение шаровой волны пульсирующим шаром: $R$ — радиус шара: $r_1$, $r_2$ — расстояние до некоторых точек поля; $I_1$, $I_2$ — значения силы звука на соответствующих расстояниях от центра излучателя

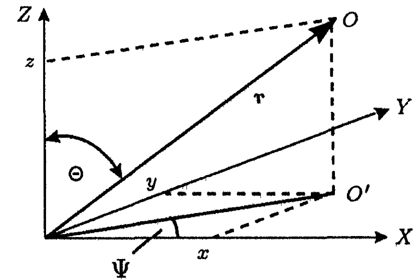



**Рис. 2.5.** К определению положения точки в пространстве в декартовой и полярной системах координат

Поскольку энергия расходится во всех направлениях, положение некоторой точки в пространстве придется теперь определять тремя координатами в декартовой системе $X, Y, Z$ и выражения для давления получается при этом достаточно громоздким. Этого можно избежать, если перейти к полярной системе координат. В этой системе положение точки O в пространстве определяется тремя величинами: радиусом-вектором $\mathbf{r}$, азимутом $\Psi$ и углом $\Theta$ (рис. 2.5). Поскольку фронт волны представляет собой сферу, то при любых значениях $\Psi$ и $\Theta$ все точки, лежащие на поверхности такого фронта с радиусом $r$ будут колебаться синфазно с одинаковыми амплитудами. Следовательно, амплитуда и фаза колебаний частиц в шаровой волне будут зависеть только от расстояния до источника звука.

В таком случае для шаровой волны выражение для звукового давления будет аналогично выражению (2 11)

$$p_{зв} = p_{зв\,m} e^{j(\omega t - kr)},$$

а интенсивность звука

$$I = \frac{P}{S} = \frac{P}{4\pi r^2},$$

где $S$ — площадь фронта волны, т.е сферы

С другой стороны, согласно (2.15) $I = p_{зв\,m}^2/2z_a$. Приравнивая эти выражения для силы звука, получим

$$\frac{P}{4\pi r^2} = \frac{p_{зв\,m}^2}{2z_a},$$

откуда амплитуда звукового давления

$$p_{\text{зв}.m} = \sqrt{\frac{2Pz_a}{4\pi r^2}} = \frac{1}{r}\sqrt{\frac{Pz_a}{2\pi}}.$$

Обозначим $\sqrt{Pz_a/2\pi} = A$, тогда $p_{\text{зв}.m} = A/r$, откуда следует, что в шаровой волне звуковое давление убывает обратно пропорционально расстоянию.

Таким образом, давление в произвольно взятой точке пространства в шаровой волне на расстоянии $r$ от излучателя определяется как

$$p_{\text{зв}} = \frac{A}{r}\mathrm{e}^{j(\omega t - kr)}. \tag{2.17}$$

Определим теперь выражение для колебательной скорости, используя уравнение движения (2.8), т.е. $-\frac{dp_{\text{зв}}}{dr} = \rho\frac{dv}{dt}$, откуда $dv = -\frac{1}{\rho}\frac{dp_{\text{зв}}}{dr}dt$:

$$\frac{dp_{\text{зв}}}{dr} = \frac{d}{dr}\left[\frac{A}{r}\mathrm{e}^{j(\omega t - kr)}\right] = \frac{A}{r}(-jk)\mathrm{e}^{j(\omega t - kr)} - \frac{A}{r^2}\mathrm{e}^{j(\omega t - kr)}.$$

После упрощения получаем

$$v = j\frac{\omega A}{\rho c_{\text{зв}} r}\left(1 - j\frac{1}{kr}\right)\frac{1}{j\omega}\mathrm{e}^{j(\omega t - kr)},$$

или

$$v = \frac{p_{\text{зв}}}{z_a}\left(1 - j\frac{1}{kr}\right). \tag{2.18}$$

Запишем комплексное число $1 - j\frac{1}{kr}$ в показательной форме. Напомним, что $a - jb = c\mathrm{e}^{-j\varphi}$. В нашем случае $a = 1$; $b = \frac{1}{kr}$; $c = \frac{a}{\cos\varphi}$; $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{kr}$. Таким образом,

$$1 - j\frac{1}{kr} = \frac{1}{\cos\varphi}\mathrm{e}^{-j\varphi}. \tag{2.19}$$

С учетом этого выражение для колебательной скорости примет вид

$$v = \frac{p_{\text{зв}}}{z_a\cos\varphi}\mathrm{e}^{-j\varphi}. \tag{2.20}$$

Последний множитель показывает, что колебательная скорость отстает от звукового давления на угол $\varphi$

Полученные соотношения для звукового давления и колебательной скорости определяют свойства шаровой волны.

1 Амплитуда звукового давления и колебательной скорости убывают с расстоянием от излучателя. Чем больше расстояние, тем больше



площадь фронта волны, тем меньше приходится звуковой энергии на единицу его площади. Характер изменения угла $\varphi$ между давлением и колебательной скоростью с расстоянием показан на рис. 2.6. Из рис. 2.6 видно, что окружающее источник звука пространство можно условно разделить на две характерные зоны. Ближняя зона — пространство непосредственно примыкающее к излучателю и заключенное в сфере с радиусом $r \ll \lambda$. Дальняя зона — пространство, простирающееся за ее пределами, $r \geqslant \lambda$. В ближней зоне амплитуда резко убывает с расстоянием и градиент давления велик. В дальней зоне амплитуда она почти не убывает, как и в плоской волне.

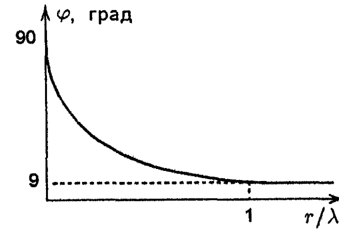



**Рис. 2.6.** Фазовый сдвиг между давлением и колебательной скоростью в сферической волне

2. Колебательная скорость отстает от давления на угол

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{1}{kr} = \operatorname{arctg}\frac{\lambda}{2\pi r}. \tag{2.21}$$

В ближней зоне ($r \ll \lambda$) фазовый сдвиг значителен. У поверхности излучателя $\varphi = 90°$. При $r = \lambda$ $\varphi = 9°$, а $\cos\varphi = 0{,}988$, т.е. фазовым сдвигом в дальней зоне можно пренебречь.

В ближней зоне вся масса среды, заключенная в ней, колеблется как единое целое синфазно с поршнем и как бы добавляется к его массе. Поэтому эту массу называют *присоединенной массой среды* ($m_R$). Поскольку ближняя зона имеет наибольшую протяженность на низких частотах, то и присоединенная масса среды будет иметь максимальное значение на этих частотах. Например, на частоте 16 Гц длина волны составит 21 м.

Ближняя зона будет занимать область с радиусом $r \ll \lambda$, т.е. $r \approx 0{,}1\lambda = 2{,}1$ м.

На частоте 1000 Гц $\lambda = 3{,}4$ см. Сфера, в которой могла бы быть заключена ближняя зона, будет иметь радиус всего 0,34 см, т.е. практически она отсутствует. Следовательно, и присоединенная масса равна нулю.

Присоединенная масса среды $m_R$ оказывает излучателю механическое инерциальное сопротивление

$$x_R = j\omega m_R. \tag{2.22}$$

Вследствие этого сопротивление излучения в шаровой волне приобретает комплексный характер. С учетом (2.18) сопротивление излучения для пульсирующего шара при $r = R$

$$z_R = \frac{F}{v} = \frac{p_{\text{зв}}Sz_a}{p_{\text{зв}}(1 - j\frac{1}{kR})} = \rho c_{\text{зв}}S\frac{kR}{(kR - j)},$$

или

$$z_R = \rho c_{\text{зв}} S\left(\frac{(kR)^2}{1+(kR)^2} + j\frac{kR}{1+(kR)^2}\right),$$

где $\rho c_{\text{зв}} S$ — модуль сопротивления излучения. Акустическое сопротивление излучения можно также представить в виде

$$z_R = \rho c_{\text{зв}} S(r_R^* + jx_R^*) = r_R + jx_R. \qquad (2.23)$$

Здесь $r_R^*$, $x_R^*$ — безразмерные коэффициенты, определяющие активную и реактивную составляющие сопротивления излучения:

$$r_R = \rho c_{\text{зв}} S\frac{(kR)^2}{1+(kR)^2} \text{ — активная составляющая;}$$

$$x_R = j\omega m_R = \rho c_{\text{зв}} S\frac{kR}{1+(kR)^2} \text{ — реактивная составляющая.}$$

Для каждого типа излучателя частотная характеристика безразмерных коэффициентов $r_R^*$, $x_R^*$ имеет свой вид. Для пульсирующего шара эти характеристики представлены на рис. 2.7.

Излучение считается эффективным, если преобладает активная составляющая сопротивления излучения т.е. $r_R^* > x_R^*$. Равенство коэффициентов определяет границу эффективного излучения. Для пульсирующего шара границей эффективного излучения будет $kr = 1$ (рис. 2.7).

Так как волновое число $k = \omega / c_{\text{зв}}$, то (рис. 2.7) можно сказать, что график реактивной составляющей сопротивления излучения $x_R^*$ вначале изменяется пропорционально частоте, что в принципе так должно и быть, ибо $x_R = z_R x_R^* = \omega m_R$. Однако график $x_R^*$, достигнув максимума, затем стремится к нулю. Такой его ход объясняется тем, что с ростом частоты уменьшается длина волны. При этом уменьшается объем, занимаемый ближней зоной, а значит, и присоединенная масса среды $m_R$ с ростом частоты стремится к нулю.

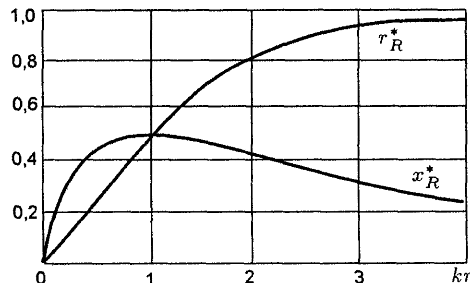



**Рис. 2.7.** Частотные характеристики безразмерных коэффициентов активной и реактивной составляющих компонент сопротивления излучения для пульсирующего шара



## 2.5. Интерференция и дифракция звуковых волн

Обычно в любую точку звукового поля приходит одновременно множество звуковых волн. Это прямые волны от различных источников звука, а также множество отраженных волн. В произвольной точке они накладываются друг на друга, происходит суммирование колебаний. Наложение нескольких колебаний друг на друга называется *интерференцией*.

Частным случаем интерференции является наложение прямой и отраженной от жесткой преграды волн, когда устанавливается стоячая волна (рис. 2.8). При этом образуются узлы и пучности звукового давления и колебательной скорости. У отражающей поверхности образуется узел колебательной скорости и пучность звукового давления. Так как амплитуды падающей и отраженной волн здесь одинаковы, то за счет сложения двух волн амплитуда звукового давления будет равна удвоенной амплитуде бегущей волны. Пучности звукового давления будут наблюдаться при расстояниях от преграды равных четному числу четвертей длины волны: $r = 2n\lambda/4$, где $n$ — любое число натурального ряда. При расстояниях, равных нечетному числу четвертей длины волны будут наблюдаться узлы звукового давления $p_{\text{зв}.m} = 0$.

Пучности колебательной скорости совпадают с узлами звукового давления и наоборот.

При наложении нескольких колебаний в некоторой точке звукового поля мгновенное значение результирующего колебания будет зависеть от амплитуд и фаз составляющих колебаний. Здесь действует принцип наложения, согласно которому каждое колебание распространяется так, как если бы оно не встречало на своем пути другое. В те моменты, когда колебания складываются в фазе, результирующее давление будет увеличено и наоборот.

Поскольку в разных точках звукового поля условия интерференции различны, то и суммарные мгновенные значения звукового давления будут отличаться от точки к точке. Разница звуковых давлений в них и будет определять неравномерность звукового поля.

Если на пути звуковой волны появляется препятствие, то звуковые волны огибают его. Способность звуковых волн огибать препятствие называют *дифракцией*. Дифракция имеет сложный характер и зависит от соотношения длины волны, размеров препятствия и его формы Картина звукового поля в той или иной степени искажается при наличии препятствия

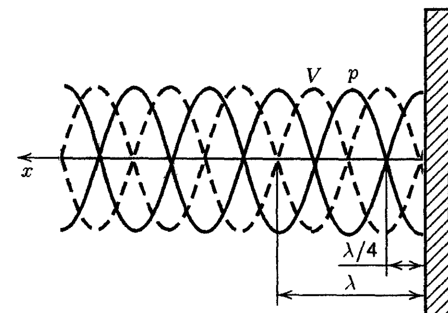



**Рис. 2.8.** К образованию стоячей волны

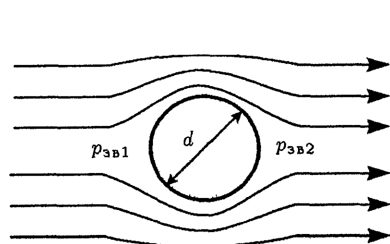



**Рис. 2.9.** Дифракция звуковых волн вокруг тела шаровой формы при $d \ll \lambda$

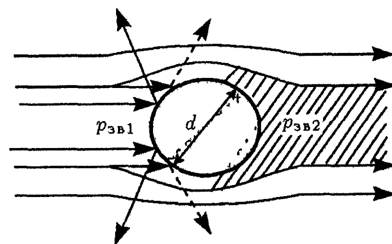



**Рис. 2.10.** Дифракция звуковых волн около препятствия при $d > \lambda$

Наиболее подробно исследованы дифракционные явления около тел шаровой формы  Рассмотрим случай, когда размеры тела шаровой формы значительно меньше длины волны, что обычно имеет место при излучении низких частот

Из рис 2 9 видно, что форма звукового поля перед препятствием и позади него не искажается  Волны как бы не замечают препятствия, легко его огибая  Звуковое давление перед препятствием $p_{зв1}$ и позади него $p_{зв2}$ одинаковы по величине  В данном случае $(d \ll \lambda)$ препятствие можно считать точечным

Если размеры препятствия сравнимы или больше длины волны $(d \geqslant \lambda)$, картина поля будет иная  Данный случай имеет место на средних и высоких частотах звукового диапазона

Как видно из рис 2 10, теперь картина поля существенно искажена препятствием  Часть энергии, попадающая на переднюю часть препятствия, отражается, за счет чего звуковое давление увеличивается в $K$ раз  Коэффициент $K$ зависит от соотношения $d/\lambda$ и формы препятствия, его значение $K = 1 \quad 2$  При $d \gg \lambda$ этот коэффициент может достигать максимального значения $K = 2$

За препятствием образуется зона с пониженным звуковым давление, так называемая акустическая тень  Звуковое давление $p_{зв1}$ перед препятствием будет существенно больше, чем позади него $p_{зв2}$

Если в качестве препятствия поставить измерительный микрофон, то он измерит давление, отличающееся от давления в данной точке в условиях свободного поля  По этим причинам микрофоны стремятся делать как можно меньших размеров  Особенно это относится к измерительным микрофонам, которые должны быть ненаправленными и тем более не искажающими картину звукового поля

## 2.6. Отражение и преломление звуковых волн

В архитектурной акустике чаще всего приходится иметь дело с распространением звуковых волн в ограниченном пространстве  Ограничивающими преградами являются пол, потолок, стены и другие возможные преграды



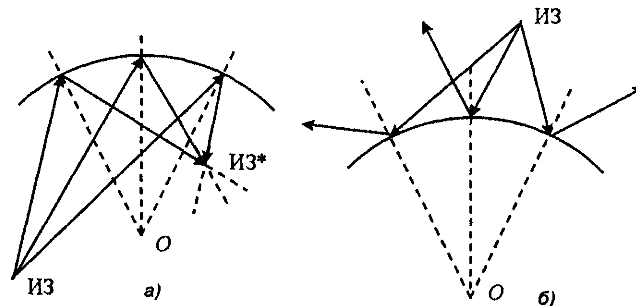



**Рис. 2.11.** Отражение звуковых волн от вогнутой (*а*) и выпуклой (*б*) поверхностей· ИЗ — источник звука

Встречаясь с поверхностями помещения, звуковая энергия частично отражается от этих преград, частично поглощается материалом преграды (переходя в тепловую энергию) и частично проходит сквозь преграду, попадая в соседнее помещение

Законы отражения и преломления звуковых лучей аналогичны законам геометрической оптики. угол падения равен углу отражения, отношение синуса угла падения к синусу угла преломления равно отношению скоростей звука в двух соприкасающихся средах

Эти законы сохраняют свою силу и при отражении от криволинейных поверхностей (рис 2 11)  Выпуклые поверхности (рис 2 11,*б*) способствуют рассеянию отраженных волн, обеспечивая равномерную слышимость на всей площади, занимаемой слушателями, а вогнутые их концентрации (рис 2 11,*а*) ведут к повышению неоднородности звукового поля в некоторых его точках

## 2.7. Акустические и электрические уровни

В акустике, радиовещании и связи результаты измерений параметров принято отображать в виде относительных логарифмических единиц  Такая оценка позволяет с большим удобством оперировать параметрами, изменяющимися в сотни и тысячи раз  Кроме того, она лучше соответствует слуховому восприятию

Для оценки слухового ощущения была предложена единица под названием *бел* (Б)  Бел является довольно крупной единицей, поэтому была введена более мелкая единица — *децибел* (дБ), равная 0,1 Б

Параметры, измеряемые в децибелах, называют *уровнями*  Различают *относительные* и *абсолютные*, *акустические* и *электрические уровни*

Под уровнем энергетического параметра (интенсивности звука, электрической мощности и др ) понимают величину

$$N = 10\lg(k/k_0), \tag{2 24}$$

а под уровнем линейного параметра (звукового давления, напряжения, тока и др.) — величину

$$N = 20\lg(k/k_0), \tag{2.25}$$

где $k$ — измеряемый параметр; $k_0$ — некоторый параметр, соответствующий условно выбранному нулю шкалы уровней. Один децибел, $N = 1$ дБ, соответствует изменению энергетического параметра в 1,26, а линейного параметра в 1,12 раза. Если $k_0$ нормируется, то измеряемый уровень параметра называют абсолютным, для других значений $k_0$ уровень называется относительным.

Звуковое давление ($p_{зв}$), интенсивность звука ($I$) и плотность звуковой энергии ($\varepsilon$) выражают в акустических уровнях:

$$N_p = 20\lg(p_{зв}/p_{зв0}); \tag{2.26}$$

$$N_I = 10\lg(I/I_0); \tag{2.27}$$

$$N_\varepsilon = 10\lg(\varepsilon/\varepsilon_0). \tag{2.28}$$

В качестве нормированных значений параметров, соответствующих нулевым значениям акустических уровней ($N_p = N_I = N_\varepsilon = 0$), приняли $p_{зв0} = 2\cdot10^{-5}$ Па, $I_0 = 10^{-12}$ Вт/м$^2$, $\varepsilon_0 = 3\cdot10^{-15}$ Дж/м$^3$. Приведенные значения $p_{зв0}$, $I_0$ и $\varepsilon_0$ соответствуют примерно минимальным значениям, которые еще вызывают слуховое ощущение (соответствует абсолютному порогу слышимости (см. гл. 3)).

Для одной и той же точки звукового поля при нормальных атмосферных условиях $N_p = N_I = N_\varepsilon = N_а$, поэтому при определении акустических уровней, если характеристики воздушной среды не оговорены специально, индексы часто опускают.

Электрические уровни разделяют на уровни мощности, напряжения и тока. В качестве нормированной величины, соответствующей нулевому уровню электрической мощности, принята $P_0 = 1$ мВт. При рассеянии этой мощности на сопротивлении 600 Ом нормированными значениями, соответствующими нулевым уровням напряжения и тока, будут $U_0 = 0{,}775$ В и $I_0 = 1{,}29$ мА. Относительно этих значений измеряются соответственно абсолютные электрические уровни мощности, напряжения и тока.

$$N_p = 10\lg(P/P_0), \tag{2.29}$$

$$N_U = 20\lg(U/U_0), \tag{2.30}$$

$$N_I = 20\lg(I/I_0). \tag{2.31}$$

Уровни мощности и напряжения равны при условии измерения их на сопротивлении $R_0 = 600$ Ом При $R \neq R_0$ уровни по мощности и по напряжению связаны соотношением

$$N_U - N_P = 10\lg(R/R_0).$$



В настоящее время при вычислении абсолютных электрических уровней к сокращенному обозначению децибела часто добавляют начальную букву названия соответствующей величины. Кроме того, к обозначению децибела принято добавлять обозначение единицы, относительно которой вычисляется электрический уровень. Таким образом, размерности дБн, дБм указывают на абсолютные уровни напряжения и мощности, а размерности дБ/В, дБ/мВ, дБ/мкВ, дБ/Вт — на уровни напряжения и мощности, вычисленные соответственно относительно значений 1 В, 1 мВ, 1 мкВ, 1 Вт.

## Контрольные вопросы

1. Дайте определение звукового поля, звуковой волны, звукового луча, фронта волны.
2. Что называется звуковым давлением, колебательной скоростью частиц среды, интенсивностью (силой) звука, удельным акустическим сопротивлением среды? В каких единицах измеряются эти величины?
3. Приведите выражения для звукового давления в плоской и сферической звуковых волнах.
4. Приведите выражения, связывающие звуковое давление и колебательную скорость частиц среды в поле плоской и сферической волн. Поясните смысл величин, входящих в эти выражения.
5. Приведите выражения, связывающие интенсивность и плотность звуковой энергии поля плоской волны со звуковым давлением.
6. Что такое уровень звукового давления, интенсивности звука, плотности звуковой энергии? Какова связь между ними для одной и той же точки поля?
7. Что является источником плоских и сферических волн?
8. Поясните понятие сопротивления излучения.
9. Поясните понятие присоединенной массы среды.
10. Поясните особенности интерференции и дифракции звуковых волн?
11. Поясните особенности отражения и преломления звуковых волн.

*Глава 3*

# Слух и восприятие звуковых сигналов

## 3.1. Строение слуховой системы человека

Ухо состоит из трех частей (рис. 3.1): *наружного, среднего и внутреннего уха.* Две первые части служат передаточным звеном для подведения звуковых колебаний к*слуховому анализатору*, находящемуся во внутреннем ухе — *улитке.* Звуковые волны принимаются акустической рупорной антенной, функции которой выполняет ушная раковина *1.* Далее через слуховой проход *2*, который выполняет функции короткого волновода, звук воздействует на барабанную перепонку *3.* Эта перепонка вогнута во внутрь и натянута. Эти три элемента образуют наружное ухо. В полости среднего уха расположены три слуховые косточки: молоточек *4*, наковальня *5* и стремя *6*, которые шарнирно соединены между собой суставами и оснащены мышечной тканью из двух мышц *7.* Рукоятка молоточка прикреплена к барабанной перепонке, а мышца молоточка поддерживает ее в натянутом состоянии. Основание стремени закрывает собой овальное окно, за которым находится внутреннее ухо. Стремя в овальном коне закреплено не жестко и может совершать возвратно-поступательные движения. Слуховые косточки образуют систему рычагов для передачи усилия от барабанной перепонки к стремени. Давление на жидкость внутреннего уха со стороны стремени в 100 раз превосходит звуковое давление, действующее на барабанную перепонку. Евстахиева труба *8* соединяет барабанную полость с носоглоткой и служит для выравнивания статических давлений по обе стороны барабанной перепонки. Когда из-за простуды евстахиева труба закупоривается, в ухе появляются неприятные ощущения.

Внутреннее ухо находится в височной кости. Оно объединяет в себе орган равновесия и орган слуха — улитку. На схеме улитка показана спрямленной, длина канала улитки около 35 мм. Пространство улитки разделено на три заполненных жидкостью спиральных канала, разделенных двумя перепонками: основной мембраной *10* и мембраной Рейснера *11.* Эти каналы называются лестницей предверия *12*, срединной лестницей *13* и лестницей барабана *14* Между лестницей предверия и барабанной полостью находится овальное окно *19* (окно предверия), в котором расположено основание стремени, а между лестницей бара-



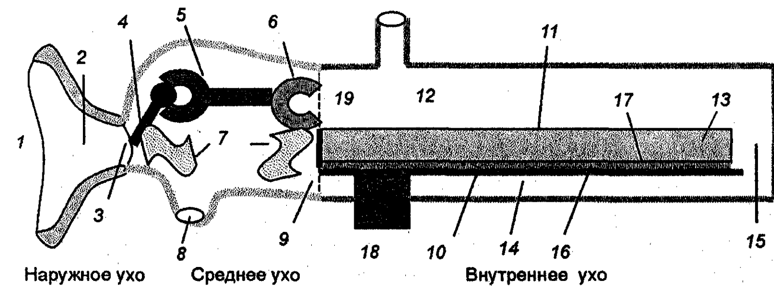



**Рис. 3.1.** Устройство органа слуха

бана и барабанной полостью среднего уха — круглое окно (окно улитки *9*), закрытое упругой мембраной. Срединная лестница заполнена эндолимфой, а две другие — перилимфой. Перелимфатические полости сообщаются между собой через отверстия вблизи вершины улитки, называемой геликотермой *15.* Эндолимфа и перелимфа имеют разные значения вязкости и плотности.

Основная мембрана представляет собой аморфную ненатянутую перепонку, закрепленную по краям. Длина ее примерно 32 мм, ширина вблизи овального окна, т.е. у стремени, около 0,1 мм и вблизи вершины около 0,5 мм. Со стороны эндолимфы на основной мембране расположен кортиев орган *16* с покровной мембраной *17.* Главный функциональный элемент этого узла — рецепторное поле слуха, образованное множеством волосковых клеток (около 22 тысяч), чувствительных к давлению и деформациям основной мембраны. С волосковыми клетками контактируют окончания нервных волокон, которые объединяются в пучок, называемый слуховым нервом *18.* Он направляется к улитковому ядру ствола головного мозга.

При звуковых колебаниях стремечко приводит в движение мембрану овального окна. Под действием этих колебаний мембрана круглого окна колеблется в такт с мембраной овального, так как лимфа практически несжимаема. Лимфа колеблется касательно к поверхности основной мембраны, поперек ее волокнам. На колебания лимфы отзываются (резонируют) в зависимости от частоты колебаний только вполне определенные волокна. Около геликотермы расположены наиболее длинные волокна, резонирующие на низких частотах. В основании улитки (между овальным и круглым окнами) расположены наиболее короткие волокна, которые резонируют на высоких частотах. Сложный звук, состоящий из нескольких составляющих, далеко отстоящих по частоте друг от друга, возбуждает несколько групп волокон. Таким образом, основная мембрана служит частотным анализатором.

Границы воспринимаемого слухом частотного диапазона довольно широки (20...20000 Гц), а *частотная избирательность* слуха невелика. Полоса пропускания на уровне 0,71 у резонаторов слухового анализатора меняется от 35 Гц на низких частотах до 200 Гц на высоких. Вслед-

ствие ограниченности числа нервных окончания вдоль основной мембраны, человек запоминает во всем частотном диапазоне не более 250 градаций изменения частоты. Число этих градаций резко уменьшается с уменьшением интенсивности звука и в среднем равно 150. Даже самые лучшие музыканты не замечают разницы в звучании, если значения частот отличаются менее чем на 4 %.

Если волокно основной мембраны при своих колебаниях недостает до ближайшей волосатой клетки, то человек звук не воспринимает. При увеличении амплитуды колебаний волокна, как только оно коснется ближайшей клетки, звук будет услышан. Этот скачкообразный переход от слышимого состояния в неслышимое и обратно называется *порогом слышимости*. При увеличении интенсивности звука выше порогового значения, пока амплитуда колебаний волокон еще не увеличится настолько, чтобы коснуться еще одной клетки, слуховое ощущение остается постоянным. Как только одно из волокон коснется следующей клетки, слуховое ощущение еще раз повысится скачком. Слуховое ощущение нарастает скачками по мере увеличения числа возбужденных клеток. Такие скачки называются порогом различения по интенсивности. Число этих скачков на средних частотах не превышает 250. Таким образом, по амплитуде (интенсивности) имеет место дискретное восприятие звука. Для средних и высоких интенсивностей звука скачок получается при одинаковых относительных изменениях интенсивности звука.

## 3.2. Звуковые сигналы

Мы слышим звук, который передается по воздуху. Мы воспринимаем его как нечто первичное и называем его воздействие *раздражением*. То, что мы слышим, — называем *ощущением*. Установлением связей между раздражением и ощущением занимается *психоакустика*. Как раздражение, так и ощущение существенно зависят от характера звука, поэтому все звуки удобно разделить на несколько групп.

**Чистые тоны.** В этом случае звуковое давление описывается синусоидальной функцией времени с постоянной амплитудой, частотой и начальной фазой. Тоны на слух воспринимаются как тихие или громкие, высокие или низкие.

**Созвучие.** Это стационарный звук, состоящий из нескольких тонов, например звук колокола. В большинстве случаев под созвучием понимается комбинация основного тона и нескольких обертонов, частоты которых кратны основному тону. Звуковое давление созвучия представляет собой периодическую функцию времени: она имеет несинусоидальную форму, ее спектр линейчатый с примерно одинаковыми составляющими — основное колебание не доминирует (рис. 3.2). К созвучиям также относятся гласные звуки речи.

**Амплитудно-модулированные тоны.** Большинство тонов, которые мы слышим, являются нестационарными сигналами, амплитуда у



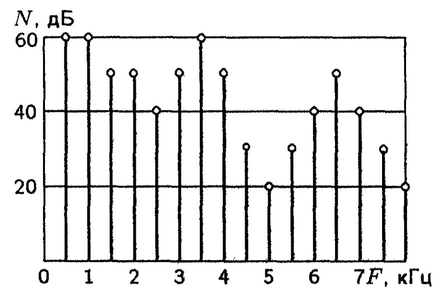



**Рис. 3.2.** График спектра созвучия

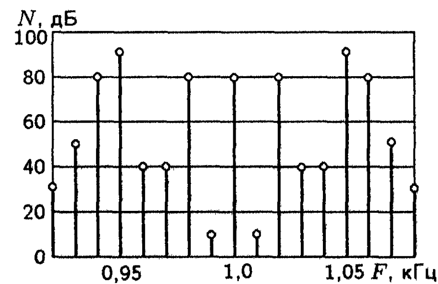



**Рис. 3.3.** График спектра звука с частотной модуляцией

них меняется в функции времени. Спектр АМ колебания имеет несущую частоту и две боковые составляющие. Пример такого сигнала — свисток спортивных судей. У него несущая составляет 1...2 кГц, модулирующая частота лежит в пределах 5...25 Гц. Модуляция периодическая, но не синусоидальная, спектр боковых составляющих такого АМ колебания очень широкий.

**Частотно-модулированные тоны.** Частотная модуляция (ЧМ) характеризуется средней частотой (несущая), модулирующая частота, девиация несущей и индекс модуляции — отношение девиации к модулирующей частоте. При малых индексах модуляции спектр частотно-модулированного колебания такой же, как у АМ сигнала. Чем больше этот индекс, тем больше боковых составляющих. Частотный интервал между составляющими спектра ЧМ колебания равен модулирующей частоте (рис. 3.3).

В музыкальных звуках ЧМ проявляется в виде *вибрато*. В скрипичной игре девиация основного тона может достигать 10 Гц при частоте модуляции 3 Гц. При этом индекс модуляции равен 3, и спектр имеет полосу 440$\pm$13 Гц, в него входит девять составляющих.

**Биения**. Два тона с одинаковыми амплитудами и частотами, но с изменяющейся фазой, воспринимаются на слух как *периодическое изменение громкости тона*, что называется *биением*. Такой звук имеет орган.

**Шумы**. Звуки, спектр которых непрерывен, называются шумами. В зависимости от характера огибающей спектра шума они имеют условные названия *белый*, *розовый* и *равномерно маскирующий*. В зависимости от ширины спектра шум может быть *широкополосным*, *узкополосным*, *октавным*, *третьоктавными* и др.

**Белый шум**. У данного шума спектральная плотность мощности не зависит от частоты. В линейной шкале частот ее график имеет вид прямой линии, параллельной оси частот. В октавной шкале частот график спектра мощности этого шума имеет вид наклонной прямой линии с подъемом в область высоких частот с крутизной 3 дБ/октаву (рис 3.4).

**Розовый шум**. У этого шума спектральная плотность мощности в октавной шкале не зависит от частоты, и ее график имеет вид прямой

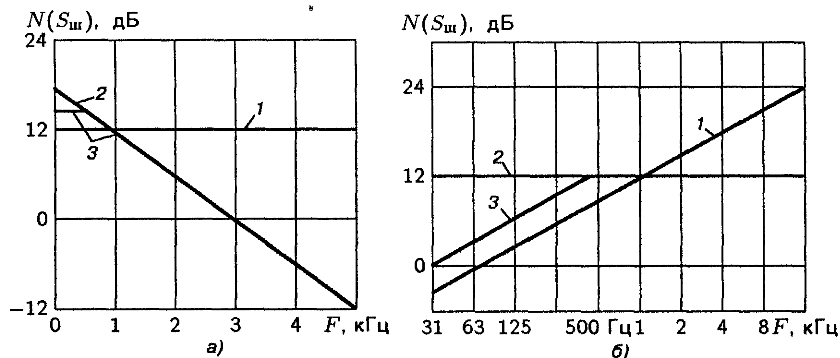



**Рис. 3.4.** Частотная зависимость спектральной плотности мощности шума *а* — в линейной шкале частот; *б* — в октавной шкале частот; *1* — белый шум; *2* — розовый шум; *3* — равномерно маскирующий шум

линии, параллельной оси частот. В линейной шкале частот график спектральной плотности этого шума имеет вид прямой линии спадающей к высоким частотам с крутизной 3 дБ/октаву.

**Равномерно маскирующий шум**. До частоты 500 Гц этот шум имеет характеристики белого шума, а выше он имеет характеристики розового шума. Это связано с критическими полосами (частотными группами) слуха, которые до 500 Гц примерно одинаковы по ширине, а свыше 500 Гц их полоса линейно растет с частотой. Этот шум одинаково маскирует во всем звуковом диапазоне частот. Он формируется из белого шума при помощи фильтра, который на частотах выше 500 Гц создает спад с крутизной 3 дБ/октаву.

**Узкополосный шум.** Он сопровождает звуки почти всех вокальных инструментов. Играя на флейте, музыкант возбуждает не только периодический тон, но и узкополосный шум от вдувания воздуха. Это придает выразительность звучанию. Такие шумы возникают при игре на смычковых инструментах, а также в речи и пении.

**Импульсы и последовательности импульсов.** Долгие гласные звуки сравнимы со стационарными тонами, краткие — лучше называть импульсами звука. При длительности импульсов 50 мкс все спектральные составляющие лежат ниже 20 кГц. При уменьшении длительности до 20 мкс большая часть спектра находится за пределами 20 кГц.

## 3.3. Абсолютный порог слышимости

*Порог слышимости* — это минимальное звуковое давление, при котором еще существует слуховое ощущение Наличие порога слышимости определяется строением слуховой системы человека. Этот порог характеризует чувствительность слуха к интенсивности звуковой энергии. Порог слышимости зависит от характера испытательного сигнала и условий измерений.



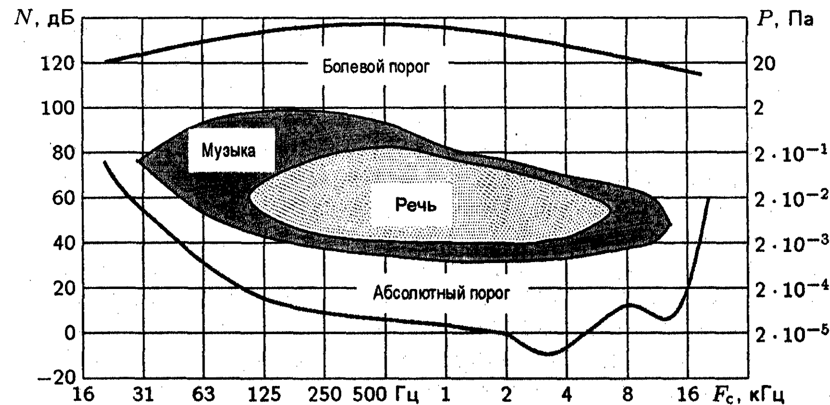



**Рис. 3.5.** Области слышимости звука

Порог слышимости называют *абсолютным* при измерении его на синусоидальном сигнале в полной тишине. Определяется он для людей в возрасте 18–20 лет при размещении источника звука перед слушателем. Длительность воздействия сигнала должна быть не меньше 250 мс. График уровня абсолютного порога слышимости приведен на рис. 3.5.

Наибольшая чувствительность уха наблюдается на частотах от 2,0 до 5,0 кГц. На этих частотах абсолютный порог слышимости меньше $2 \cdot 10^{-5}$ Па. Нулевому уровню соответствует звуковое давление $2 \cdot 10^{-5}$ Па. Следует заметить, что звуковое давление, возникающее вследствие броуновского движения молекул при температуре 25 °С, составляет $5 \cdot 10^{-6}$ Па. Если бы ухо было вдвое чувствительней, оно слышало бы непрерывный шум флуктуаций молекул воздуха и тока крови. Таким образом, чувствительность уха находится на пределе биологической целесообразности.

Пороги слышимости разные для левого и правого уха, поэтому результаты измерений зависят от того, что используется при измерениях: громкоговоритель или телефоны. При использовании телефонов абсолютный порог слышимости выше на 5...10 дБ. С возрастом слух людей притупляется и быстрее всего на высоких частотах. Обычно на частоте 10 кГц чувствительность уха у 60-летнего человека на 20 дБ ниже, чем у 20-летнего.

При давлении 60...80 Па возникает ощущение давления на уши — эта величина называется *порогом осязания*. При уровне давления около 100 Па возникают неприятные ощущения. Давление 150...200 Па причиняет боль и называется *болевым порогом*.

Слуховая система человека приспособлена к звукам малой и средней интенсивности с уровнем давления не выше 94...96 дБ. Звуки с уровнем больше 75 дБ приводят к изменению порогов слышимости и даже к полной глухоте при длительном воздействии. Порог чувствительности слуха восстанавливается через 16...20 часов. Наибольшее влияние на

сдвиг порога чувствительности слуха оказывают высокие частоты.

**Область слышимости синусоидальных сигналов.** Кривые абсолютного порога слышимости и порога болевого ощущения ограничивают область слышимости музыки и речи (см. рис. 3.5). Диапазон изменения уровней составляет: для речевого сигнала от 40 до 80 дБ, для музыкальных сигналов от 35 до 100 дБ. При этом полоса частот этих сигналов соответственно равна 100....7000 и 31...15000 Гц.

В области слышимости чувствительность уха на граничных частотах понижается на 60...80 дБ. Диапазон изменения уровней слышимых звуков составляет 120...130 дБ, однако уровень звукового давления на музыкальной программе обычно не превышает 100 дБ, а на речевой — 80...84 дБ. Причем этот диапазон существенно зависит от частоты. Кривая порога слышимости может быть также снята при помощи узкополосного шума и созвучий. Особый интерес представляет порог слышимости шума с равномерной спектральной плотностью в звуковом диапазоне частот. Он равен +12 дБ. Таким шумом являются ошибки квантования в цифровых звуковых трактах.

## 3.4. Критические полосы слуха

При восприятии звука слуховой аппарат человека разделяет его на полосы, называемые *критическими полосами (или частотными группами) слуха*. Это явление относится к одному из фундаментальных свойств слуха. В полосе частот от 20 до 16000 Гц число критических полос равно 24. Ширина этих полос возрастает от низких к высоким частотам.

Ширины критических полос слуха не зависит от уровня интенсивности сигнала. В области частот до 500 Гц ширина частотных групп ($\Delta F_{\text{кр}}$) почти не зависит от средней частоты шума и равна примерно 100 Гц. На частотах выше 500 Гц она увеличивается пропорционально средней частоте $F_{\text{ср}}$ (рис. 3.6). При этом соблюдается не абсолютное, а относительное постоянство ширины критической полосы слуха $\Delta F/F$ = const ($\Delta F_{\text{кр}} = 0{,}2F_{\text{ср}}$).

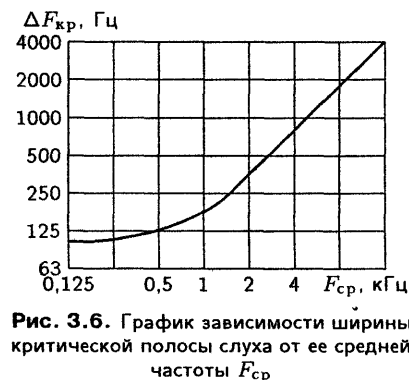


**Рис. 3.6.** График зависимости ширины критической полосы слуха от ее средней частоты $F_{\text{ср}}$

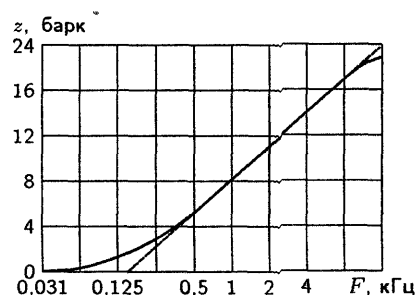


**Рис. 3.7.** График перехода от частотной шкалы высоты тона в октавах к шкале высоты тона в барках



В пределах частотных групп слух интегрирует возбуждение по частоте и не различает тонкой структуры возбуждения. По этой же причине слух реагирует не на общую мощность шума, а на мощность шума в критических полосах слуха. При воздействии широкополосного шума слуховой анализатор как бы превращает сплошной спектр в дискретный, состоящий из конечного числа составляющих по числу критических полос слуха.

Если ширина спектра шума меньше ширины критической полосы, то уровень громкости в этой полосе определяется лишь общей энергией шума и совершенно не зависит от характера распределения интенсивности внутри критической полосы слуха. Она может быть распределена равномерно или сосредоточена в части полосы или быть в виде одного тона.

Критические полосы слуха оказалось удобно использовать в качестве единицы субъективной высоты тоны, которую назвали *барк*. В психоакустических моделях слуха, широко используемых в алгоритмах компрессии цифровых аудиоданных, обычно вместо частотных шкал используются шкалы высоты тона звука, выраженные в барках (рис. 3.7). Такие же шкалы используются также и при расчете коэффициентов маскировки.

## 3.5. Пороги слышимости при маскировке

При одновременном воздействии на слух двух сигналов один из них может не прослушиваться на фоне другого сигнала. Этот эффект называется *маскировкой*. Маскирующее действие различных звуков выявляется экспериментально путем оценки повышения уровня порога слышимости испытательных синусоидальных сигналов или узкополосных шумов $N_{\text{пс}}$ относительно уровня абсолютного порога слышимости $N_{\text{апс}}$. Маскировка $\Delta N_{\text{м}}$ рассчитывается в децибелах как разность этих двух уровней:

$$\Delta N_{\text{м}} = N_{\text{пс}} - N_{\text{апс}}. \qquad (3.1)$$

**Маскировка чистым тоном.** При маскировке чистым тоном по графикам (рис 3.8) определяется уровень порога слышимости $N_{\text{пс}}$ испытательного сигнала с частотой $F_{\text{с}}$ при действии мешающего синусоидального сигнала с частотой $F_{\text{м}}$ и уровнем звукового давления $N_{\text{м}}$

Особенности маскировки чистым тоном могут быть сформулированы следующим образом:

- маскировка максимальна, когда частоты $F_{\text{с}}$ и $F_{\text{м}}$ близки, чем дальше по частоте эти сигналы расположены друг от друга, тем меньше их мешающее действие,
- степень маскировки увеличивается по мере возрастания уровня мешающего сигнала $N_{\text{м}}$,
- у кривой маскировки более резкий спад в сторону низких частот и плавное понижение в сторону верхних частот, поэтому маскировка

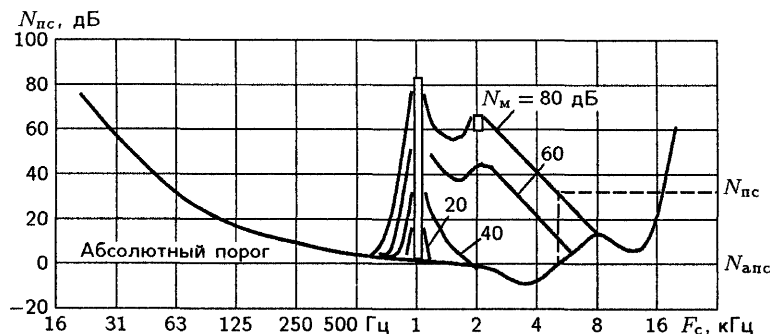



**Рис. 3.8.** Кривые порога слышимости тона с частотой $F_с$ при маскировке тоном с частотой $F_м = 1$ кГц

сильнее проявляется в области высоких частот; иначе говоря, кривые маскировки несимметричны;

- сдвиг маскирующего сигнала по частоте приводит к изменению формы кривой маскировки, при одинаковом уровне маскирующего сигнала на низкой частоте маскируется значительно менее широкий диапазон частот, чем в области более высоких частот.

Если частота тона $F_с$ равна удвоенной, утроенной и выше частоте мешающего тона $F_м$, то в области слышимости возникают биения, которые проявляются в виде провалов на графиках кривых маскировки, показанные штриховкой. Эти биения тем заметнее, чем больше уровень мешающего сигнала. Они возникают из-за нелинейности слуха.

Если маскировка осуществляется сразу несколькими тонами (созвучием), то кривая порога слышимости во всем частотном диапазоне созвучия лежит выше абсолютного порога слышимости. В этом случае кривые порога слышимости имеют множество максимумов и зон биений.

**Маскировка узкополосным шумом**. При маскировке узкополосным шумом (рис. 3.9) кривые маскировки имеют следующие отличия:

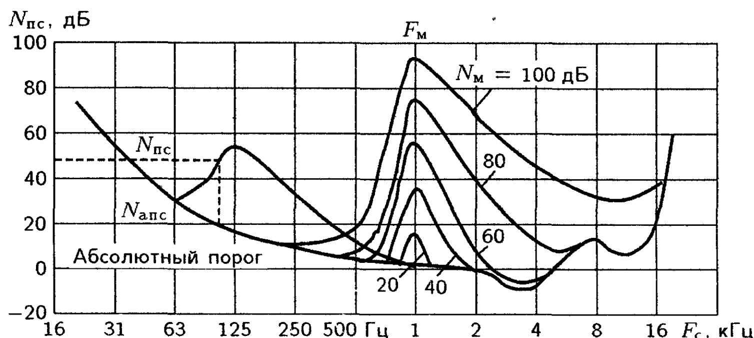



**Рис. 3.9.** Кривые порога слышимости тона с частотой $F_с$ при маскировке узкополосным шумом с центральной частотой $F_м = 1$ кГц



- нет биений и провала в кривой порога слышимости чуть правее средней частоты маскирующего сигнала;
- максимум кривой маскировки лежит на 4 дБ ниже уровня маскирующего шума.

Для сигналов, спектр которых лежит выше средней частоты маскирующего шума, равной 1 кГц, маскировка проявляется значительнее, в то время как частоты, расположенные на октаву ниже частоты $F_м$, практически не маскируются. Изменение средней частоты узкополосного маскирующего сигнала приводит к соответствующему смещению кривой маскировки по оси частот. В области частот выше 1 кГц кривая маскировки меняется мало. На частотах ниже 1 кГц эта кривая видоизменяется достаточно сильно. Особенно важно, что она расширяется в область низких частот.

**Маскировка широкополосным белым шумом.** При маскировке тона широкополосным сигналом кривые маскировки существенно видоизменяются (рис. 3.10). Эти особенности могут быть сформулированы следующим образом:

- до частоты 500 Гц кривые маскировки идут горизонтально;
- на частотах выше 500 Гц порог маскировки повышается, это изменение составляет 3 дБ/октаву и при увеличении частоты в 10 раз порог слышимости возрастает на 10 дБ.

Такая зависимость объясняется тем, что слух реагирует не на общую энергию сигнала, а на его энергию в критических полосах слуха. Ниже 500 Гц все критические полосы слуха имеют одинаковую ширину, и поэтому порог слышимости от частоты не зависит. В полосах частот, ширина которых пропорциональна средней частоте, при увеличении частоты в 10 раз порог слышимости возрастает на 10 дБ.

При восприятии слух расчленяет маскирующий широкополосный шум на частотные группы и может распознать испытательный сигнал лишь тогда, когда его уровень на несколько децибел ниже уровня мешающего шума в той критической полосе, где находится маскируемый тон с частотой $F_с$.

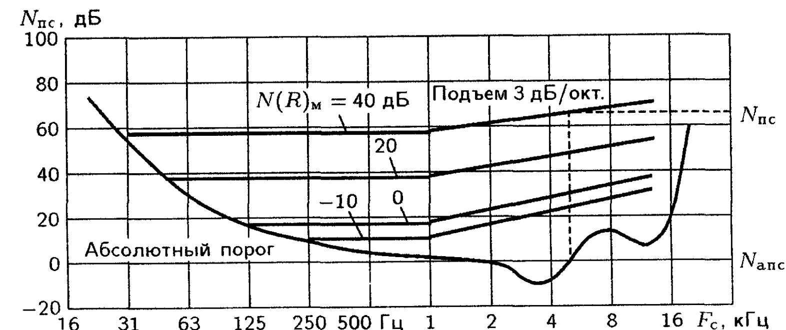



**Рис. 3.10.** Кривые порога слышимости тона с частотой $F_с$ при маскировке белым шумом

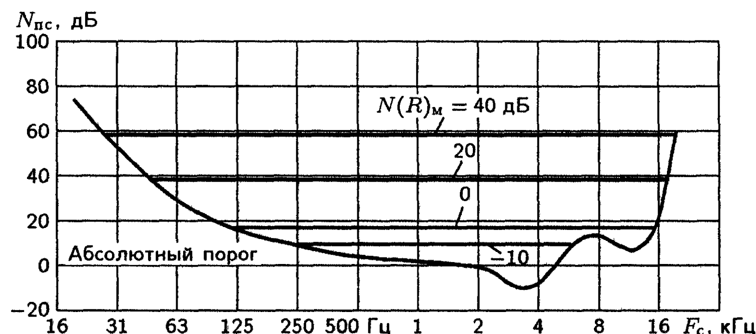



**Рис. 3.11.** Кривые порога слышимости тона с частотой $F_c$ при равномерно маскирующем шуме

При маскировке белым шумом величина маскировки определяется как разность между абсолютным порогом слышимости (составляющем +3 дБ на частоте 1000 Гц) и порогом слышимости этого же звука в присутствии мешающего шума с заданным уровнем спектральной плотности (допустим +40 дБ) Если при этом порог слышимости равен 58 дБ, то тогда уровень маскировки составит 55 дБ. На других частотах он будет другим.

**Равномерно маскирующий шум**. Шум, который осуществляет одинаковую маскировку во всем частотном диапазоне, должен иметь до частоты 500 Гц спектральную плотность мощности как у белого шума $S_{бш}$. Выше 500 Гц спектральная плотность мощности маскирующего шума должна уменьшаться пропорционально частоте, т.е. точно также, как у розового шума. Маскирующий шум с таким распределением спектральной плотности мощности называется *равномерно маскирующим*. Кривые маскировки для этого случая приведены на рис. 3.11. Маскировка для такого шума также определяется как разность между значениями $N_{пс}$ и $N_{апс}$.

**Маскировка тона шумом внутри критической полосы слуха.** В данном случае ширина полосы белого шума равна ширине критической полосы и маскируемый тональный сигнал находится посередине этой полосы. При этом маскировка оценивается по так называемому *коэффициенту маскировки*.

*Коэффициент маскировки* — это число, показывающее, на сколько децибел порог слышимости маскируемого тона с частотой $F_c$ ниже уровня маскирующего шума $N_ш$ в рассматриваемой критической полосе

Для белого шума с уровнем спектральной плотности мощности $N(S_{бш})$ уровень маскирующего шума в критической полосе $\Delta F_{кр}$

$$N_ш = \begin{cases} N(S_{бш}) + 10\lg(\Delta F_{кр1}/1\ \text{Гц}) & \text{при } F_c < 500\ \text{Гц}, \quad (3\ 2) \\ N(S_{бш}) + 10\lg(\Delta F_{кр2}/1\ \text{Гц}) & \text{при } F_c > 500\ \text{Гц} \quad (3\ 3) \end{cases}$$



Коэффициент маскировки тона шумом в критической полосе слуха

$$\Delta N_{мтш} = N_{пст} - N_ш. \qquad (3.4)$$

До частоты 500 Гц коэффициент маскировки тона шумом шириной в частотную группу равен −2 дБ. С увеличением ширины критических полос слуха (на частотах выше 500 Гц) этот коэффициент уменьшается, достигая на самых верхних частотах −5...−6 дБ.

Существенно хуже проявляется маскировка для ситуации, когда тон маскирует шум. Его ширина здесь по-прежнему равна критической полосе слуха. В этом случае коэффициент маскировки изменяется уже от −5... − 7 дБ на самых низких частотах до −35... − 40 дБ для самых верхних частот и определяется выражением

$$\Delta N_{мшт} = N_{псг} - N_т, \text{ дБ},$$

где $N_{псш}$ и $N_т$ — соответственно порог слышимости маскируемого тоном шума и уровень маскирующего тона, дБ.

**Маскировка в шкале высоты тонов.** Кривые маскировки при построении кривых маскировке в шкале частот имеют сложную форму, которую трудно аппроксимировать. При переходе от частотной шкалы к шкале высоты тонов $z$, барк, эта проблема решается значительно проще. В этой шкале форма кривых маскировки не зависит от высоты тона $z$ маскирующего сигнала и полностью определяется только уровнем его интенсивности. Поэтому в стандартах кодирования маскировка задается именно шкале высоты тона.

В качестве примера на рис. 3.12 приведены графики для коэффициентов маскировки тона шумом (кривая *2*) и шума тоном (кривая *1*) внутри частотной группы. Оба этих коэффициента рассчитаны по аппроксимирующим функциям вида:

$$\begin{aligned} \Delta N_{мтш} &= -1{,}525 - 0{,}175z - 0{,}5; \\ \Delta N_{мшт} &= -1{,}525 - 0{,}275z - 4{,}5, \end{aligned} \qquad (3.5)$$

где $z$ выражено в барках, а коэффициенты маскировки в децибелах. Как видно, с увеличением высоты тона $z$ коэффициент маскировки в обоих случаях уменьшается по линейному закону. При этом тон остается всегда слышимым, даже если его уровень меньше уровня маскирующего шума. Маскировка шума тоном (кривая *2*) проявляется значительно слабее.

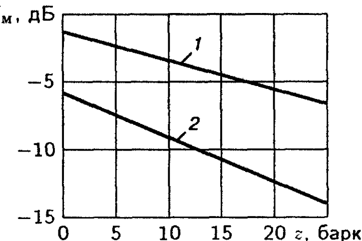



**Рис. 3.12.** Графики зависимости коэффициента маскировки внутри частотной группы от высоты тона в барках

На рис. 3 13 приведены кривые маскировки вне частотной группы слуха. Маскирующими могут быть тональные сигналы или узкополосный шум. Графики справедливы в обоих случаях. Как видно, форма кривых

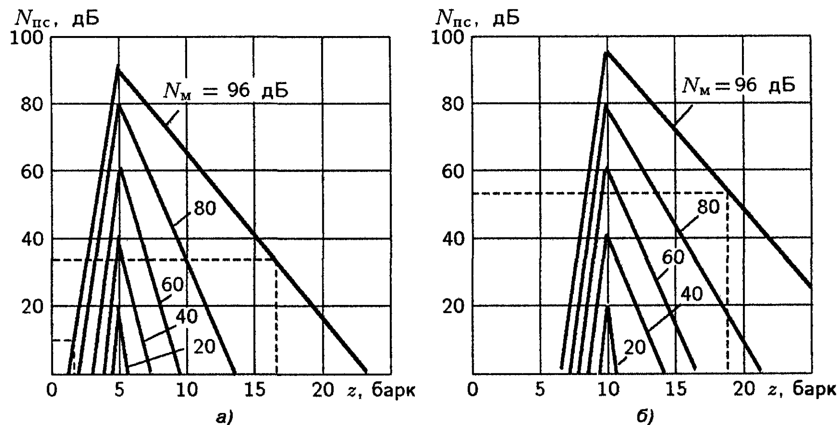



**Рис. 3.13.** Графики зависимости порога слышимости тона с частотой $F_c$ при маскировке тоном или узкополосным шумом от высоты тона в барках: *а* — $z_м = 5$ барк; *б* — $z_м = 10$ барк

маскировки не зависит от высоты тона мешающего сигнала $z_M$. Под маскировкой здесь понимается изменение порога слышимости тонального сигнала в выбранной частотной группе (в барках) при заданном уровне маскирующего сигнала $N_м$ по отношению к его абсолютному порогу слышимости.

## 3.6. Уровень громкости

Звуковое давление и интенсивность тонального звука, измеренные приборами, не дают представления об ощущении громкости. Между тем человек может довольно точно установить равенство громкостей двух звуков любого частотного состава. Это свойство слуха было использовано для введения понятия уровня громкости, которое позволяет определить относительную громкость. За *уровень громкости* принят уровень интенсивности чистого тона частотой 1000 Гц. Единица уровня громкости называется *фон*. Численно уровень громкости в фонах равен уровню интенсивности звука в децибелах на частоте 1000 Гц в ситуации, когда оба сигнала при попеременном звучании кажутся нам равногромкими.

Определение уровня громкости синусоидальных сигналов других частот производится по графику *кривых равного уровня громкости*, называемых также *изофонами* (рис 3.14). Каждая такая кривая получена путем сравнения слушателями громкости тона произвольной частоты с громкостью тона частотой 1 кГц. Например, если тон с частотой 100 Гц имеет уровень 50 дБ, а равногромкий ему тон с частотой 1 кГц имеет уровень 40 дБ, то уровень громкости тона с частотой 100 Гц равен 40 фон.

Для всех изофон характерно небольшой спад в области частот от 3 до 4 кГц и равномерный подъем в сторону низких частот на частотах



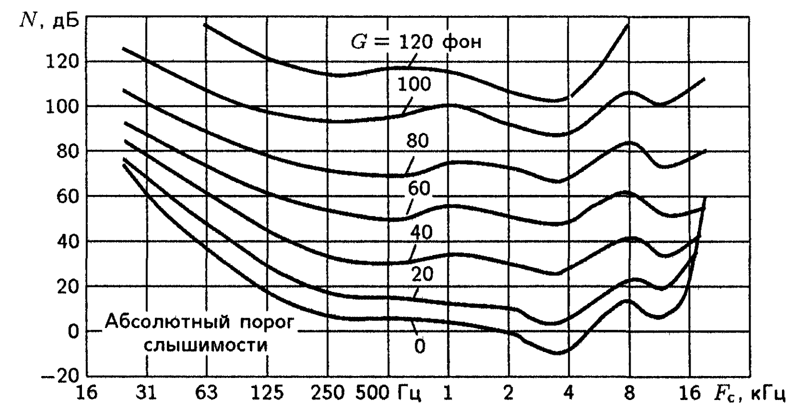



**Рис. 3.14.** Кривые равного уровня громкости

ниже 500 Гц. Значение этого подъема при разных уровнях неодинаково. При повышении уровня измерительного тона изофоны спрямляются, и подъем зависимостей становится менее крутым. Это значит, что частотная характеристика слуха при больших уровнях звукового давления более равномерна, чем при малых. При малых уровнях громкости форма изофон приближается к кривой абсолютного порога слышимости тем сильнее, чем ниже уровень громкости. При этом абсолютному порогу слышимости соответствует уровень громкости 3 фона.

Для представления об уровне громкости звуков, с которыми мы постоянно сталкиваемся в жизни, приведем ряд примеров. Максимальный уровень громкости шума в кабине самолета составляет 125...130 фон, уровень громкости в поезде метро — 85...90 фон, при обычном разговоре — 55...60 фон, уровень громкости в читальном зале библиотеки — 25...30 фон.

Из кривых равного уровня громкости следует, что сохранение естественности звучания с тембральной точки зрения возможно лишь в случае, когда уровень воспроизводимого сигнала соответствует его исходному уровню, который был выбран при его записи. В противном случае при восприятии нарушаются соотношения между его частотными составляющими. При больших уровнях воспроизведения происходит субъективное усиление низкочастотных составляющих спектра исходного сигнала. При малых уровнях возникает их субъективное ослабление. Для сохранения тембра звучания независимо от уровня в радиотехнике применяют при регулировании громкости *тон-компенсированные* регуляторы громкости, в которых при уменьшении усиления осуществляется подъем амплитудно-частотной характеристики усилителя в области низких частот, тем больший, чем ниже частота и чем ниже уровень громкости.

Свойство слуха по-разному оценивать уровень громкости звука в зависимости от его частоты и уровня интенсивности используется в приборах, например в шумомерах при оценке громкости шума в производствен-

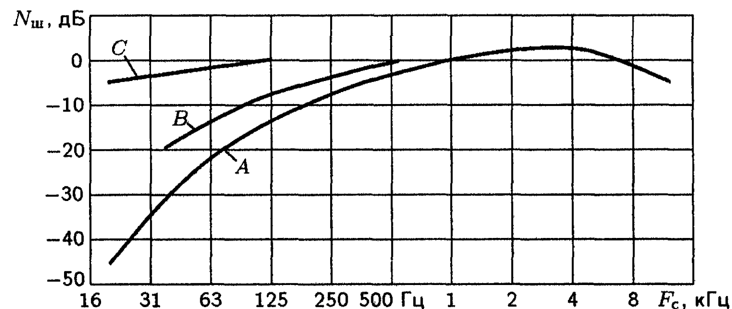



**Рис. 3.15.** Взвешенные амплитудно-частотные характеристики фильтров для измерения уровня шума

ных помещениях и измерении отношения сигнал-шум с учетом слышимости низких частот. Для этого в шумомерах используют три взвешивающих фильтра, которые ослабляют низкочастотные компоненты спектра сигнала, как это делает слуховая система. Эти фильтры имеют разные амплитудно-частотные характеристики: кривые *A*, *B* и *C* (рис. 3.15). При этом кривая *A* имеет спад равный 30 дБ, кривая *B* — спад равный 12 дБ, кривая *C* — спад равный 2 дБ на частоте 50 Гц по отношению к уровню на частоте 1000 Гц. Если эти кривые перевернуть снизу вверх, то получим соответствующие изофоны: кривая *A* соответствует изофоне 30 фон, дБА, слабый уровень громкости; кривая *B* — изофоне 70 фон, дБВ, средний уровень громкости; кривая *C* — изофоне 100 фон, дБС, очень высокий уровень громкости.

Кривые равной громкости существенно видоизменяются, если в качестве испытательного сигнала использовать полосы шума шириной $\Delta F$. На рис. 3.16 по оси абсцисс отложена ширина полосы частот шума от 20 до 4000 Гц с центральной частотой 1000 Гц, для которой критическая полоса равна 160 Гц. По оси ординат — уровень шума $N_ш$ в полосе частот, при которой достигается ощущение одной и той же громкости. Как видно, в полосе частот шириной до 160 Гц, уровень громкости

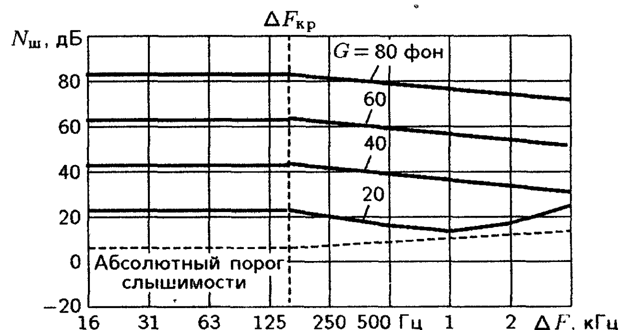



**Рис. 3.16.** Кривые равного уровня громкости полос шума ($F_{ср}$ = 1 кГц)



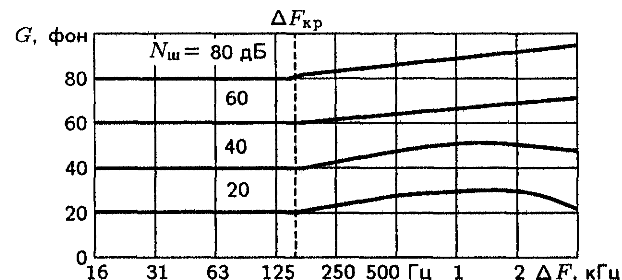



**Рис. 3.17.** Зависимость уровня громкости шума $G_ш$ от ширины его полосы при $F_{ср} = 1$ кГц

шума не зависит от ширины его полосы и полностью определяется уровнем интенсивности шума $N_ш$. При увеличении полосы шума выше критической полосы слуха для обеспечения постоянного уровня громкости необходимо уменьшать уровень шума примерно на 3 дБ при каждом удвоении ширины полосы шума. Представленные на рис. 3.16 кривые можно привести к виду, показанному на рис. 3.17. Из рис. 3.17 видно, что пока ширина полосы шума остается меньше 160 Гц, а это критическая полоса слуха для частоты 1 кГц, уровень громкости шума при всех уровнях его интенсивности от ширины полосы не зависит. При очень малых уровнях шума уровень его громкости вообще не зависит от его полосы. При больших уровнях уровень громкости шума увеличивается с расширением полосы частот шума.

В случае широкополосного шума при больших уровнях его интенсивности уровень громкости шума значительно превышает уровень громкости тонального сигнала такого же уровня интенсивности. Так, при уровне интенсивности тона с частотой 1 кГц равной 60 дБ уровень его громкости составляет 60 фон. При таком же уровне интенсивности широкополосного шума его уровень громкости значительно выше и равен уже 79 фон. При малых уровнях интенсивности тона и шума (15 дБ и ниже) различие в уровнях громкости тона и широкополосного шума очень мало. При очень малых уровнях интенсивности (менее 5 дБ) уровень громкости шума уже меньше уровня громкости тона.

## 3.7. Громкость звука

*Громкостью* называется ощущение, позволяющее слуховой системе располагать звуки по субъективной шкале от тихих до громких звуков Громкость связана прежде всего со звуковым давлением. Обычно, чем больше звуковое давление, тем громче звучит акустическая система Однако это не всегда так. Громкость также зависит от частоты, спектрального состава, длительности звука и его локализации в пространстве. Термин «громкость» иногда заменяют терминами «абсолютная громкость», «относительная, или субъективная громкость» Это одинаковые понятия

На практике часто представляет интерес не уровень громкости, выраженный в фонах, а величина, показывающая во сколько раз данный звук громче другого. Представляет интерес также вопрос о том, как складываются громкости двух разных тонов. Так, если имеются два тона разных частот с уровнем 70 фон каждый, то это не значит, что суммарный уровень громкости будет равен 140 фон.

Для оценки громкости принята специальная единица называемая *сон*. Один сон — это громкость тона частотой 1 кГц с уровнем интенсивности 40 дБ. Зависимость громкости от уровня звукового давления является сугубо нелинейной кривой, она имеет логарифмический характер. При увеличении уровня звукового давления на 10 дБ громкость звука возрастает в 2 раза. Это значит, что уровням громкости 40, 50 и 60 фон соответствуют громкости 1, 2 и 4 сона.

Зависимость, представленная на рис. 3.18, позволяет вычислить уровень громкости сложного сигнала с дискретным спектром. Пусть мы имеем три тона с частотами 100, 500 и 3500 Гц и уровнями звукового давления соответственно равными 84, 77 и 71 дБ. Требуется определить уровень громкости сложного звука. По кривым равного уровня громкости (рис. 3.14) определяем уровень громкости каждой тона. Они все попадают на одну кривую, поэтому у всех у них один и тот же уровень громкости равный 80 фонам. По кривой (рис. 3.18) далее определяем громкость каждого тона — 21,5 сон. Общая громкость равна сумме слагаемых — 64,5 сон. По этому же графику находим общий уровень громкости — 93 фона.

Приведенный на рис. 3.18 график изменения громкости $G$ от уровня тона для уровней громкости $N_{\text{гр}}$ выше 40 фон хорошо аппроксимируется формулой

$$S = 2^{(G-40)/10}, \text{ сон}, \quad G > 40 \text{ фон}. \tag{3.6}$$

Для меньших значений уровней громкости можно воспользоваться формулой Стивенса, полученной им для тона частотой 1 кГц:

$$S(F = 1000 \text{ Гц}) = 42P^{0,6}. \tag{3.7}$$

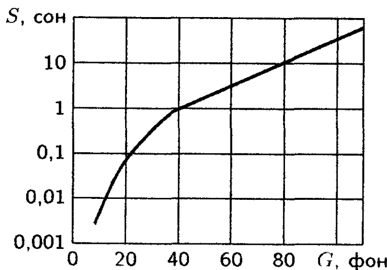



**Рис. 3.18.** График зависимости громкости тонального звука от его уровня громкости

При помощи этих формул кривые равного уровня громкости могут быть легко пересчитаны в кривые равной громкости (рис. 3.19). Для этого требуется заменить значения уровня громкости в фонах соответствующим значением громкости в сонах.

Для представления о громкости звуков, с которыми мы постоянно сталкиваемся в жизни, приведем ряд примеров Максимальная громкость



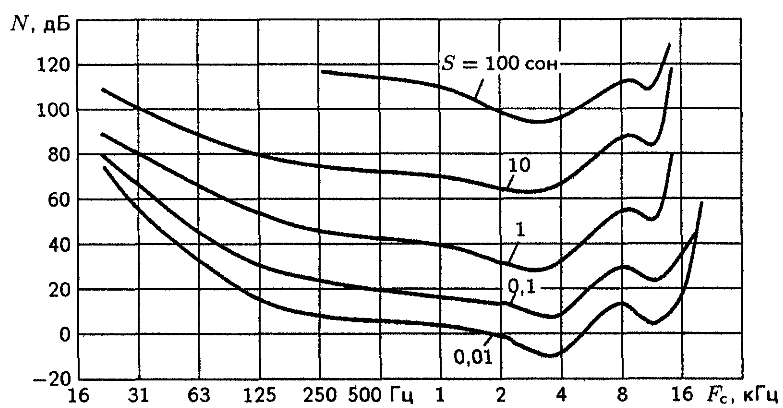



**Рис. 3.19.** Кривые равной громкости синусоидальных сигналов

звука в кабине самолета составляет 600...800 сон, громкость шума в поезде метро — 30...45 сон, громкость обычного разговора — 3...5 сон, громкость шума в библиотеке 0,2...0,4 сона.

В случае широкополосного шума при больших уровнях звукового давления громкость шума значительно превышает громкость тонального сигнала. Так, при уровне звукового давления тона с частотой 1 кГц, равной 60 дБ, его громкость составляет 4 сона, а громкость широкополосного шума с таким же уровнем давления почти в 4 раза больше и равна 15 сон.

При малых уровнях звукового давления (около 15 дБ) громкости тона и широкополосного шума практически одинаковы и равны 0,06 сона. При еще меньших звуковых давлениях громкость широкополосного шума становится меньше громкости тона.

## 3.8. Временные характеристики слуха

Слуховой аппарат человека инерционен: при исчезновении звука слуховое ощущение исчезает не сразу, а постепенно, уменьшаясь до нуля. Время, в течение которого ощущение по уровню громкости уменьшается на 9...10 фон, называется *постоянной времени слуха*. В среднем она равна 30...50 мс.

Если к слушателю приходят два коротких звуковых импульса, одинаковые по составу и уровню, но один из них запаздывает, то они будут восприниматься слитно, когда запаздывание не превышает 50 мс. При больших интервалах запаздывания оба импульса воспринимаются раздельно Это явление называется *эхом*, оно проявляется, когда разность хода прямого и отраженного звуковых сигналов более 18 м.

Если уровень запаздывающего звука намного меньше уровня опережающего звука, то запаздывающий сигнал не будет принят раздельно, даже если время запаздывания больше 50 мс. Это обусловлено эффектом маскировки — ощущение от первого звука маскирует второй.

К временны́м характеристикам слуха относится и время установления тональности звука, точнее, его высоты. Для этого необходимо два–три периода колебаний, чтобы слух мог приближенно оценить высоту звука. Время адаптации слуха на восприятие нелинейных искажений составляет около 10 мс, а время, необходимое для оценки направления на источник звука, — около 120...150 мс.

## 3.9. Адаптация слуха

При воздействии на барабанную перепонку уха достаточно длительного звука большой интенсивности воспринимаемая громкость постепенно уменьшается. Это значит, что чувствительность уха падает. Однако после прекращения действия звука чувствительность слуха постепенно восстанавливается. Это явление называется *адаптацией слуха*.

При двухминутном воздействии звука с уровнем звукового давления 94 дБ (рис. 3.20) происходит понижение чувствительности слуха. Оно характеризуется понижением уровня громкости на 9 фон. Скорость падения чувствительности слуха со временем уменьшается. При скачкообразном возрастании звукового давления на 6 дБ уровень громкости сначала возрастает на 9 фон, а затем вновь начинает уменьшаться, но разница в снижении уровня громкости составляет всего 3 фона. Это означает, что степень адаптации тем выше, чем громче утомляющий звук.

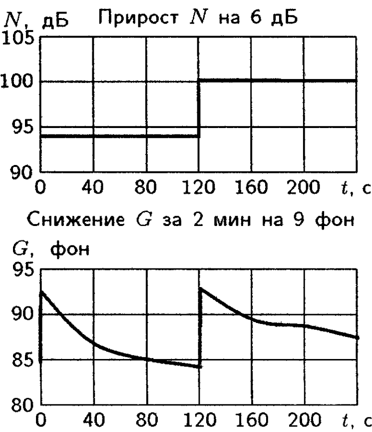



**Рис. 3.20.** Графики адаптации слуха при увеличении звукового давления

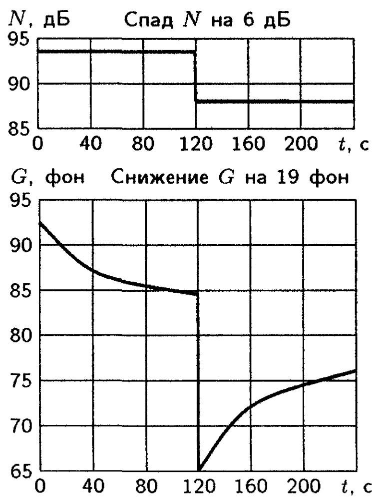



**Рис. 3.21.** Графики адаптации слуха при уменьшении звукового давления



При скачкообразном уменьшении уровня звукового давления на 6 дБ изменение уровня громкости особенно сильно и достигает 19 фон. Затем происходит адаптация слуха к тишине и чувствительность уха частично восстанавливается, а воспринимаемый уровень громкости через 2 минуты возрастает на 12 фон (рис. 3.21).

Таким образом, адаптация проявляется в виде потери чувствительности слуха при достаточно длительном воздействии громкого звука и восстановлении ее при уменьшении громкости утомляющего звука.

Защитная способность уха обладает инерцией — этот механизм начинает работать через 30-40 мс после начала звука. Полная защита слуха от воздействия высоких уровней не достигается даже за 150 мс. Поэтому для слуха наиболее опасны очень короткие громкие звуки.

## 3.10. Маскировка во временно́й области

До сих пор мы определяли порог слышимости в предположении, что маскируемый и маскирующий сигналы воздействуют одновременно. Однако из-за явления адаптации слуха возникают ситуации, когда достаточно громкие звуки маскируют, делают практически неслышимыми звуки, следующие за ними. В некоторых случаях маскируются предшествующие звуки. Такой вид маскировки, когда сигналы не перекрываются по времени, называется *временно́й маскировкой*. Она разделяется на *предмаскировку* и *послемаскировку*.

Послемаскировка проявляется на интервале времени 100...200 мс после окончания маскирующего сигнала. Предмаскировка проявляется на значительно более коротких временны́х интервалах, около 10 мс. Длительность предмаскировки в очень сильной степени зависит от индивидуальных особенностей конкретных людей.

Основные особенности временно́й маскировки можно сформулировать следующим образом:

- послемаскировка более значима, чем предмаскировка;
- более высокий уровень маскировки наблюдается при поступлении маскирующего сигнала через короткий временной интервал перед (предмаскировка) или после (постмаскировка) маскируемого сигнала;
- маскировка выражена сильнее, когда маскирующий и маскируемый сигналы подаются в одно ухо;
- уровень маскировки обычно резко падает при увеличении временно́го интервала свыше 15...25 мс;
- увеличение уровня интенсивности маскирующего сигнала на 10 дБ вызывает сдвиг порога маскировки на 3 дБ;
- длительность маскирующего сигнала влияет на длительность предмаскировки и особенно на длительность послемаскировки;
- временна́я маскировка проявляется сильнее, когда спектры обоих сигналов близки

## 3.11. Высота звука

*Высотой звука* называется субъективная количественная мера его ощущения, для которого главным параметром раздражения является частота. Высотой обладают только чистые тоны и периодические звуки, причем у последних высота определяется частотой основного тона. Высота звука может в некоторой степени меняться от его громкости, спектрального состава и длительности.

**Музыкальный строй.** В музыке система звуков, отобранных по высотному признаку, называется *звукорядом*, или *музыкальным строем*. Существуют два вида музыкальных строев: слуховой отбор (ладовый, народный) и теоретический (расчетный). Второй является общепризнанным. В основе этого строя лежит следующая особенность: при любом абсолютном значении частоты звука $F$ одинаковые относительные изменения частоты создают ощущение одинакового прироста высоты звука. Например, 132...264 и 524...1048 Гц. Это двукратное изменение частоты воспринимается как увеличение высоты на одну и ту же величину или на один и тот же высотный интервал — октаву.

*Октавой* называется разница по высоте между двумя тонами, при которой они воспринимаются как тождественные. Октава является основным интервалом, определяющим периодичность музыкального строя. Помимо октавного разбиения музыкальный строй разбивается на три регистра: низкий, средний и высокий. Октава состоит из семи основных тонов и пяти дополнительных — всего 12 интервалов. Они образуют высотный интервал, называемый полутоном. Интервальный коэффициент для полутона и треть октавы равен

$$h = 2^{1/12} = 1,06 \text{ и } h = 2^{1/3} = 1,26. \qquad (3.8)$$

В электроакустике и аудиотехнике в основном используют октавные и третьоктавные шкалы частот. Это позволяет сразу по графикам АЧХ определять крутизну среза фильтров в дБ/октаву. Частотный интервал в октавах

$$n = 3{,}33 \lg(F_в/F_н). \qquad (3.9)$$

Если задано число октав $n$, то

$$F_в/F_н = 2^n. \qquad (3.10)$$

Таким образом, восприятие высоты тона пропорционально логарифму изменения частоты звука.

**Мелодическая высота тона.** Проведенные недавно исследования показали, что область пригодности логарифмического закона ограничена третьей октавой (1048 Гц). Выше этой частоты надо увеличивать интервальные коэффициенты и тем больше, чем больше высота тона. Поэтому различают два вида октав: *гармоническую* (рассчитанную точно по формулам) и *мелодическую*, когда октава определяется на слух.



До частоты 500 Гц мелодические октавы не отличаются от гармонических. Выше частоты 500 Гц мелодическая октава не равна отношению частот 1:2 и в верхней части диапазона это отношение составляет уже 1:10. Поэтому в качестве субъективной единицы высоты тона была принят *мел*. При этом условились, что частоте 315 Гц соответствуют 315 мел. Зависимость между этими величинами линейная примерно до 2000 Гц (рис. 3.22). Дальше эта зависимость становится резко нелинейной, на самых верхних частотах высота тона не превышает 3000 мел.

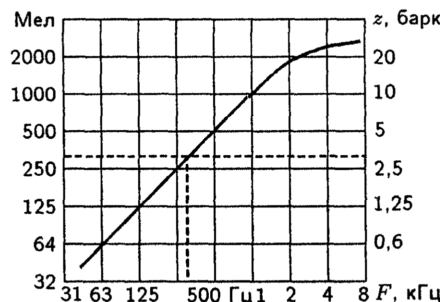



**Рис. 3.22.** Зависимость высоты тона в мелах и барках от частоты в герцах

**Высота тона в шкале барков.** Высоту тона можно определять также путем измерения порога слышимости при маскировке по частотным группам слуха. При увеличении любой частоты на одну частотную группу приводит к возрастанию высоты тона на 1 барк, или 100 мел.

## 3.12. Нелинейность слуха

Слуховой аппарат человека является нелинейной системой. Нелинейность слуха проявляется в том, что при громких звуках в слуховом аппарате зарождаются гармоники: 2-я, 3-я и вплоть до 9-й (рис. 3.23). Эти гармоники субъективны, так как их нет в звуковом сигнале.

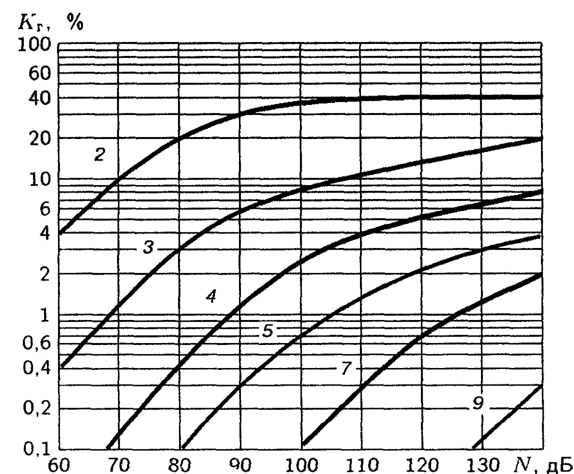



**Рис. 3.23.** Зависимость коэффициента субъективных гармоник от уровня звукового давления (*2–9* — номера гармоник)

Пока уровень звукового давления не превышает 40 дБ субъективные нелинейные искажения не возникают. При увеличении уровня тона свыше 60 дБ величина субъективных гармоник резко возрастает до 10...50 % и может превысить интенсивность основного тона. Это имеет существенное значение для восприятия низких частот в диапазоне 16...100 Гц. Предполагается, что звуки с частотой ниже 100 Гц воспринимаются не сами по себе, а из-за создаваемых ими гармоник, т.е. из-за нелинейности слуха. Гармонические продукты нелинейных искажений не приводят к заметному ухудшению качества звучания, они только меняют тембр звука.

## 3.13. Тембр звука

*Тембром звука* называется его особая индивидуальная окраска, позволяющая отличить данный звук от других звуков такой же высоты и громкости. Тембр — это субъективная качественная характеристика звука.

Музыкальные звуки являются периодическими колебаниями, спектр которых дискретен и содержит кроме основного тона ряд обертонов (гармоники). Количество обертонов и соотношение их амплитуд является наиболее важным фактором, определяющим тембр звука.

Установлено, что обертоны выше 8-го порядка не улучшают тембр. Перегруженность обертонами создает ощущение тяжести звучания. Чрезмерная обедненность состава обертонов приводит к бесцветности тембра.

Другим физическим фактором, определяющим тембр, является длительность атаки (нарастания) звука и длительность его затухания. При этом обертоны и основной тон могут иметь разные длительности атаки и затухания. Звук фортепиано характеризуется короткой атакой и длительным затуханием, тогда как для органа наоборот. Поэтому тембры этих инструментов совершенно различны.

Очень существенное влияние на тембр имеет *вибрато*. Этим термином обозначается небольшая амплитудная или частотная модуляция основного тона звука или его обертонов, происходящая с частотой не выше 10...12 Гц. Чаще всего такая модуляция осуществляется механическим способом, например, колебаниями пальца, прижимающего струну.

Интересные особенности тембра возникают при одновременном воспроизведении целой группы звуков Например, унисонное звучание. Под этим понимают одновременное воспроизведение несколькими музыкальными инструментами звуков одной и той же частоты. В этом случае нельзя рассматривать полное тождество звуков всех инструментов:

- невозможно воспроизвести звук одной и той же высоты с абсолютной точностью, в результате имеет место разброс по частоте, т.е. воспроизводится не одна частота, а узкая группа дискретных частот;
- невозможно осуществить полную синхронность атаки и затухания, поэтому возникает вре́менная зона звучания;



- одни и те же музыкальные инструменты имеют существенные отличия по тембру издаваемого звучания.

## 3.14. Разрешающая способность слуха

Под *разрешающей способностью* слуха понимаются минимальные изменения звукового давления и частоты, которые могут быть замечены слухом. Разрешающую способность иногда называют *дифференциальным порогом* восприятия.

**Пороги различимости по амплитуде.** Слуховые пороги по амплитуде определяются как минимально заметная на слух амплитудная модуляция. Наибольшая чувствительность слуха к амплитудной модуляции имеет место при частоте модуляции 4 Гц. Графики, представленные на рис. 3.24, иллюстрируют, как меняется пороговое значение уровня звукового давления $N_{\text{пор}}$, при котором заметна на слух амплитудная модуляция заданной величины от 1,5 до 20 %. Как видно из этих графиков:

- чем меньше глубина амплитудной модуляции, тем выше пороговое значение уровня звукового давления, при котором эта модуляция заметна;
- уровень порога заметности амплитудной модуляции по звуковому давлению минимален в области частот 1...2 кГц, к нижним и верхним частотам он существенно возрастает;
- кривые равной заметности амплитудной модуляции почти повторяют форму кривых равного уровня громкости.

Разрешающая способность слуха к амплитудной модуляции определяется отношением приращения звукового давления к среднему значению звукового давления — $\Delta p_{\text{зв}}/p_{\text{зв}}$. В зависимости от уровня громкости и частоты амплитудно-модулированного сигнала разрешающая способность слуха отношение $\Delta P/P$ изменяется от 2 до 40 %.

На рис. 3.25 представлена зависимость разрешающей способности слуха к восприятию амплитудной модуляции от уровня громкости модулированного сигнала и его частоты. Нетрудно видеть, что разрешающая способность слуха к восприятию амплитудной модуляции очень сильно




**Рис. 3.24.** Кривые равной заметности амплитудной модуляции с частотой 4 Гц

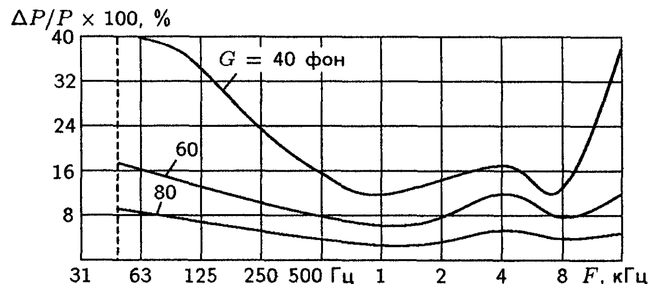



**Рис. 3.25.** Кривые амплитудной разрешающей способности слуха

зависит от уровня громкости модулированного сигнала; при этом чем ниже уровень громкости, тем больше зависимость разрешающей способности слуха от частоты.

**Пороги различимости по частоте.** Слуховые пороги по частоте определяются как минимально заметная на слух частотная модуляция. Наибольшая чувствительность слуха к восприятию частотной модуляции имеет место при частоте модуляции 4 Гц. Графики, представленные на рис. 3.26, иллюстрируют, как меняется пороговое значение уровня звукового давления $N_{\text{пор}}$, при котором заметна на слух частотная модуляция заданной величины от 0,2 до 10 %. Из рис. 3.26 следует, что:

- заметность частотной модуляции, значительно меньше, чем амплитудной;
- чем меньше глубина частотной модуляции, тем выше пороговое значение уровня звукового давления, при котором эта модуляция заметна;
- порог заметности частотной модуляции минимален в области частот 2...4 кГц, к верхним и особенно к нижним частотам он существенно возрастает;
- значения заметных изменений частоты составляют от 2 до 10 Гц.

Разрешающая способность по частоте определяется отношением

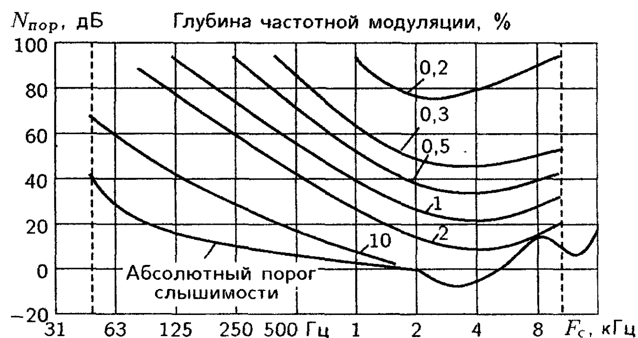



**Рис. 3.26.** Кривые равной заметности частотной модуляции с частотой 4 Гц



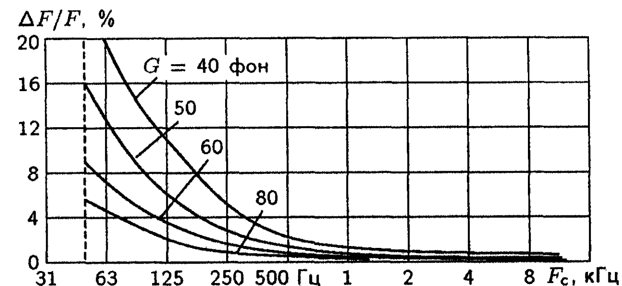



**Рис. 3.27.** Кривые частотной разрешающей способности слуха

удвоенной глубины модуляции к частоте несущей. Видно (рис. 3.27), что:

- разрешающая способность по частоте сильно зависит от уровня громкости звука: чем меньше уровень громкости модулированного сигнала, тем меньше разрешающая способность слуха к восприятию частотной модуляции;
- с уменьшением уровня громкости звука резче выраженной становится частотная зависимость разрешающей способности слуха по частоте.

В музыке для обогащения звучания часто используется преднамеренная амплитудная и частотная модуляция (тремоло, амплитудное и частотное вибрато). С другой стороны, из-за несовершенства технической аппаратуры записи и воспроизведения звука имеет место паразитная амплитудная и частотная модуляция, например, детонация в магнитофонах, которая резко ухудшает качество звучания. Желательно, чтобы такая паразитная модуляция была незаметна на слух.

## 3.15. Бинауральный слух

*Бинауральный слух* определяет способность слушателя локализовать источники звука в пространстве. Эта способность определяется пространственной несовмещенностью двух ушей в сочетании с экранирующим влиянием головы слушателя. Это приводит к тому, что всегда имеет место неидентичность сигналов возбуждения правого и левого уха. Этот факт обеспечивает человеку возможность воспринимать пространственный звуковой мир и оценивать перемещение звуковых образов в этом пространстве.

К числу основных свойств бинаурального слуха можно отнести: *пространственную локализацию; эффект предшествования; бинауральное суммирование громкости; бинауральную демаскировку.*

Перечисленные возможности слуха достигаются благодаря трем факторам:

- временны́м, возникающим из-за несовпадения моментов воздействия одинаковых фаз звука на левое и правое ухо;

- амплитудным, возникающим из-за неодинаковых звуковых давлений на левое и правое ухо вследствие дифракции звуковой волны вокруг головы, например образования акустической тени со стороны обратной источнику звука;
- спектральным, возникающим из-за разницы в спектральном составе звуков, воспринимаемых левым и правым ухом, вследствие не одинакового экранирующего влияния головы и ушных раковин на низкочастотные и высокочастотные компоненты спектра сложного звука.

**Локализация источников звука.** Прослушивая звучание симфонического оркестра в концертном зале, слушатель отчетливо воспринимает и разделяет расположение инструментов в горизонтальной плоскости на сцене, их расположение по глубине, а также ощущает пространственность звукового образа. Механизмы локализации источников звука в горизонтальной, вертикальной плоскостях и по глубине различаются.

**Азимутальная локализация источников звука.** Если под некоторым углом $\varphi$ к медианной плоскости головы *1–1* слушателя находится источник звука, то фронтальная локализация включает определение азимута $\varphi$ и расстояния $\ell$ до источника звука. Вследствие дифракции звуковой волны вокруг головы слушателя и частотно-зависимого затухания этой волны с расстоянием $l$ сигналы к правому и левому ушам слушателя приходят не одинаковыми. Они отличаются по уровню интенсивности $\Delta N_б$ и по времени $\Delta\tau_б$, а также являются функцией азимута и частоты. Эти параметры и являются носителями информации о локализации источника звука.

Низкие частоты имеют длину волны больше, чем диаметр головы слушателя, поэтому они огибают голову и не дают акустической тени. Звуки высокой частоты имеют длину волны меньше, чем диаметр головы слушателя, поэтому они на пути к левому уху. Возникающая при этом вследствие явления дифракции акустическая тень, уменьшает интенсивность звука, поступающего в левое ухо (рис. 3.28).

Разность времени $\Delta\tau_б$ прихода одинаковых фаз звука к ушам равна

$$\Delta\tau_б = \Delta\ell / c_{зв}, \quad (3.11)$$

где $\Delta\ell$ — разность хода звуковой волны до левого и правого уха.

Максимальная разность хода $\Delta\ell = 21$ см при расположении источника под углом 90° (сбоку). Величина $d$ больше средней базы между ушами $B = 18$ см и меньше наикратчайшего расстояния вокруг голо-

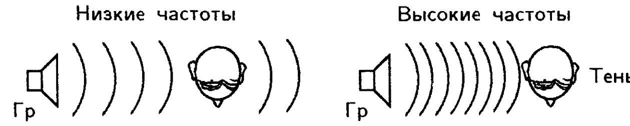


**Рис. 3.28.** Образование акустической тени



вы, равного 26 см (рис. 3.29). Максимальное время задержки равно 0,63 мс. Все это справедливо только для тональных сигналов с частотой не выше 800 Гц. На более высоких частотах время запаздывания становится больше половины периода колебания, поэтому понятие фазы теряет смысл. Таким образом, предельное время запаздывания не может быть больше $T/2$.

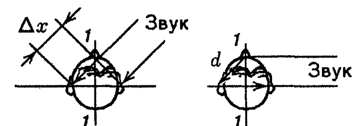


**Рис. 3.29.** Возникновение разности времени прихода звуковой волны в левое и правое уши

Из опыта следует также, что слабо выражена способность локализации на частотах ниже 250...300 Гц. На частотах меньше 150 Гц локализация невозможна.

Наибольшая точность локализации достигается при восприятии сложных звуков и звуковых импульсов. При этом важным фактором является спектральный состав звуков. Так, если звук содержит НЧ и ВЧ составляющие и действует под углом 90° на правое ухо, то в левом ухе ВЧ составляющих практически не будет из-за экранирующего действия головы слушателя.

Наименьший ощутимый угол восприятия отклонения источника звуковых импульсов равен 3°. Эту величину следует считать разрешающей способностью слуха для фронтального направления. Точность локализации источников звука, расположенных слева и справа, значительно меньше и составляет примерно 12°. Для тылового направления эта величина около 6°.

При локализации источников звука параметры $\Delta N_б$ и $\Delta\tau_б$ полностью взаимозаменяемы. При оценке азимута $\varphi$ орган слуха обменивает значение временно́й разности $\Delta\tau_б$ на эквивалентное значение интенсивностной разности $\Delta N_{экв}$:

$$\Delta N_{экв} = K_{экв}\Delta\tau_б, \quad (3.12)$$

где $K_{экв}$ — коэффициент эквивалентности. Суммарное значение эквивалентной интенсивностной разности

$$\Delta N_{\Sigma} = \Delta N_б + K_{экв}\Delta\tau_б. \quad (3.13)$$

Величины $\Delta N_б$ и $\Delta\tau_б$ являются не только линейными функциями азимутального угла, но зависят также от частоты. Они изменяются при переходе от одной частотной группы слуха к другой, оставаясь примерно постоянными в пределах одной критической полосы слуха. На низких частотах ниже 500 Гц $\Delta N_б \ll K_{экв}\Delta\tau_б$. В диапазоне средних частот от 500 до 5000 Гц оба фактора $\Delta N_б$ и $\Delta\tau_б$ примерно в равной степени определяют оценку азимута источника звука.

Таким образом, при оценке азимута источника звука голова и ушные раковины выполняют функцию пространственного фильтра. Суждение об угловом смещении $\varphi$ источника звука от медианной плоскости связано с оценкой слуховой системой временны́х $\Delta\tau_б$ и интенсивностных $\Delta N_б$

различий пары бинауральных сигналов. Такая оценка осуществляется в каждой частотной группе слуха и сравнивается с заученными, приобретенными в результате опыта образцами, которые хранятся в слуховой памяти. Все это и позволяет определить азимут.

**Локализация источников звука в вертикальной плоскости.** Способность определять направление прихода звука в вертикальной плоскости у человека развита слабо и разрешение по высоте составляет всего 10...15°.

**Механизм «фронт–тыл».** Когда один источник звука А расположен во фронтальной плоскости, а другой в — в тыловой так, что значения $\Delta N_б$ и $\Delta\tau_б$ для них практически одинаковы, то тогда невозможно оценить, находится этот источник звука спереди или сзади (рис. 3.30) относительно слушателя. Несмотря на это, локализация оказывается безошибочной за счет дополнительного спектрального анализа бинауральной пары сигналов.

Орган слуха человека имеет как бы два разных механизма для оценки местоположения источника звука в пространстве. Один из них (фронт–тыл) определяет, находится ли источник спереди или сзади слушателя, а другой — направление $\varphi$ на источник звука относительно медианной плоскости головы слушателя (рис. 3.31). Если источники звука находятся в медианной плоскости, то $r_1 = r_2$.

Ключевым моментом для понимания работы механизма «фронт–тыл» при этом является зависимость, показанная на рис. 3.32. Эта зависимость представляет собой график изменения разности уровней звукового давления $\Delta N_{фт}$ на правое и левое уши в зависимости от частоты между уровнями давлений фронтального $N_ф$ и тылового $N_т$ громкоговорителей:

$$\Delta N_{фт} = N_ф - N_т. \qquad (3.14)$$

Как видно из графика, на одних частотных полосах $N_ф > N_т$, на других наоборот. Для уверенной фиксации слушателем фронтального

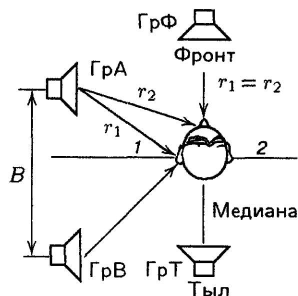



**Рис. 3.30.** Восприятие звука с фронта и тыла

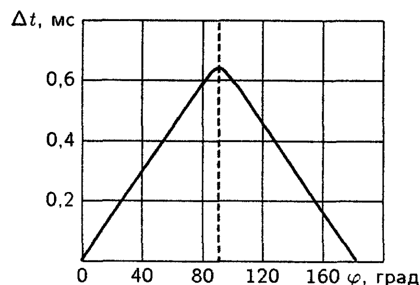



**Рис. 3.31.** Зависимость временного сдвига от азимута при бинауральном восприятии звука в области «фронт–тыл»



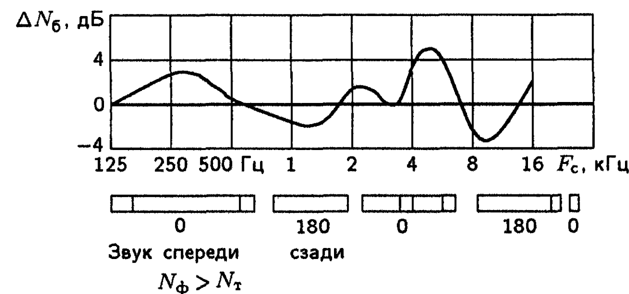



**Рис. 3.32.** Схема восприятия звука в медианной плоскости фронт–тыл

или тылового направления достаточно иметь различие уровней громкоговорителей по звуковому давлению больше 1,5...2 дБ. Условия работы механизма «фронт–тыл» ухудшаются, если громкоговорители находятся вне медианной плоскости. Этот механизм вообще не работает при $\varphi = 90$ и 270°.

**Локализация источников звука по глубине.** Наряду с азимутом слушатель уверенно оценивает расстояние до источника звука. Отметим некоторые особенности для этого случая.

1. При средних расстояниях до источника звука $\ell = 3...15$ м приближение и удаление источника звука сопровождается изменением его интенсивности. В свободном звуковом поле на низких звуковых частотах увеличение расстояния вдвое сопровождается уменьшением уровня звукового давления на 6 дБ. На слух расстояние всегда определяется меньше, чем оно есть. Ошибка растет с увеличением расстояния.

2. На близких расстояниях менее 3 м на глубинную локализацию оказывает влияние дифракция на ушной раковине и голове, т.е. сказывается разность уровней интенсивности и временные задержки. Точность глубинной локализации при смещении широкополосного источника от 50 до 150 см не превышает 15...30 %.

3. При больших расстояниях до источника звука (свыше 15 м) начинает сказываться затухание в воздухе, зависящее от расстояния, проходимого звуковой волной. При этом ВЧ составляющие затухают быстрее, меняется тембр. На распространение звука оказывают влияние также влажность воздуха и направление ветра. Увеличение амплитуды НЧ составляющих спектра сигнала вызывает ощущение приближения источника звука. Искусственное уменьшение ВЧ составляющих спектра воспринимается как удаление источника звука.

4. В отличие от азимутальной глубинная локализация возможна при моноуральном слушании, однако, бинауральное восприятие существенно повышает точность оценки расстояния до источника звука. При этом орган слуха подсознательно оценивает величины $\Delta\tau_б$ и $I_{ср}/\Delta I_б$, где $I_{ср}$ — среднее значение интенсивностей сигналов на левом и правом ушах слушателя, а $\Delta I_б$ — бинауральная разность интенсивностей. При расстояниях больше 10 м эти факторы не работают.

## 3.16. Эффект предшествования

В помещениях, где наряду с прямым звуком на слушателя воздействует значительное число отраженных звуковых волн, важным фактором, стимулирующим локализацию, является эффект предшествования. Суть этого эффекта состоит в отделении слуховой системой сигналов прямого звука от их реверберационных продолжений. Суждение о направлении на источник звука формируют сигналы только прямых звуков, в то время как часть следующих за ним повторений на интервале от 1,5 до 30...50 мс подавляется слуховой системой. При больших задержках подавления запаздывающих сигналов в слуховой системе не происходит.

Благодаря эффекту предшествования оказывается возможной слуховая пеленгация источника звука в помещениях, где в точку расположения слушателя наряду с прямым звуком поступает значительное число волн, отраженных от его поверхностей.

**Бинауральное маскировка и демаскировка звуковых образов.** Когда маскирующий и маскируемый сигналы поступают в разные уши слушателя, то следует говорить о бинауральной маскировке источников звука. Сдвиг слухового порога при бинауральном маскировании всегда гораздо меньше, чем при моноуральном, и проявляется в большей степени на высоких частотах.

Бинауральная маскировка возникает только при условии, если время воздействия маскирующего сигнала не менее 250 мс. Наиболее выражена эта маскировка когда маскируемый и маскирующий сигнал близки по частоте. При этом в отличие от моноурального маскирования в этом случае отсутствуют биения и маскирование выражено в очень узкой полосе частот, этот диапазон совпадает с шириной критических полос слуха (рис. 3.33). Степень бинауральной маскировки нарастает, когда оба сигнала имеют пульсирующий характер, что характерно для речи и музыки.

Способность человека настраиваться на один из многих одновременно действующих источников звуков составляет одну из удивительных особенностей человеческого слуха. Одной из важнейших составляющих этой особенности слуха человека является бинауральная демаскировка

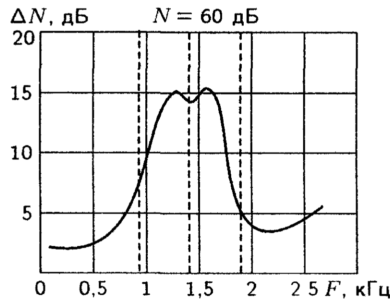



**Рис. 3.33.** График бинауральной маскировки



звуков. *Бинауральной демаскировкой* называют снижение порога маскировки при выделении отдельных звуков из одновременно действующей на слушателя их совокупности. Это достигается путем дополнительной обработки входной информации как в периферийном, так и центральном отделах слуховой системы и мозга.

Звуковые сигналы имеют перекрывающиеся спектры, поэтому классическая теория фильтров с ее областями пропускания и затухания здесь абсолютно несостоятельна. Ухо является значительно более тонким инструментом.

Бинауральная демаскировка предполагает использование слуховой системой временных $\Delta\tau_б$ и интенсивностных $\Delta N_б$ различий пар бинауральных сигналов, соответствующих отдельным источникам для их разделения друг от друга. Некоторые исследователи полагают, что в основе этого явления лежит чувствительность слуха к сдвигу фаз между сигналами на частотах ниже 1500 Гц.

Если в стереотелефоны подать одновременно один и тот же шум и один и тот же маскируемый сигнал, то кроме шума мы ничего не услышим. Если же маскируемый сигнал подать только в одно ухо, то мы его будем слышать, его уровень субъективно повышается. Этот эффект и называется бинауральной демаскировкой. При этом шум и сигнал локализируются в разных местах головы. Шум в середине головы, а сигнал ближе к уху, на который он подается. Таким образом, демаскировка осуществляется из-за разной субъективной локализации шума и сигнала.

Аналогичное явление происходит при тихом разговоре в шумном помещении, например на дискотеке. Человек непроизвольно поворачивает голову и находит положение, при котором в оба уха поступает одинаковый шум, который воспринимается в середине головы. Сигнал разговора локализируется в другом месте ближе к уху, и он хорошо слышен.

## Контрольные вопросы

1. Определите и поясните термин «восприятие». В чем сходство и различие понятий «ощущение» и «признак образа»? Какое восприятие считается адекватным предмету, что такое «установка» и каковы ее проявления, в чем заключаются «иллюзия» и «константность восприятия»?

2. Какие из приведенных ниже выражений относятся к объекту или стимулу, а какие — к образу или ощущению нелинейные искажения, ля первой октавы, импульсная помеха, хриплое звучание, 450 мел, фронт импульса, звонкость, четкость изображения, красный цвет, свист, высокочастотное колебание, отрывистый звук, сетевая помеха, колебания амплитуды, атака звука, фон переменного тока, треск, колебания громкости?

3 Что такое громкость и высота тона? Как описывается тембр звука? Опишите тембр какого-нибудь голоса в бытовых выражениях и в знакомых вам профессиональных терминах

4 Как устроена слуховая система человека? Попробуйте, не подглядывая в текст, нарисовать схему прохождения сигналов и анатомическое устройство уха Как работает канал связи между ухом и мозгом?

5. Дайте определения уровней звукового давления, интенсивности звука, громкости. В каких единицах измеряется уровень громкости и громкость, в чем различие этих понятий? Какова связь между громкостью и звуковым давлением или интенсивностью звука?

6. Объясните движение основной мембраны под действием стимулов разной частоты. Как проявляется нелинейность этого движения?

7. Что такое частотная группа слуха? Какова ее эффективная ширина, как ширина частотной группы связана с частотой сигнала?

8. В чем состоит явление маскировки? Объясните при помощи графиков, приведенных на рис. 3.9,*в*, почему низкочастотные маскеры действуют в более широкой полосе частот, чем высокочастотные?

9. Объясните способы кодирования частоты и интенсивности сигналов слуховой системой. В чем состоят и как дополняют друг друга теории места и периодичности?

10. Какова ширина временнóго окна слухового анализатора и на каких фактах основана ее числовая оценка? В чем заключается гипотеза, называемая концепцией частотных групп слуха?

11. Какие свойства слуха относят к бинауральным? От чего зависят эти свойства, каковы дополнительные возможности бинаурального слуха в сравнении с моноуральным?

12. Что такое пространственная локализация звукового образа? Каковы возможности слуха в определении пространственного положения кажущихся источников звука? В чем состоят достоинства стереофонических систем и с какими свойствами бинаурального слуха они связаны?

*Глава 4*

# Звуковые сигналы

## 4.1. Вещательный сигнал как случайный процесс

*Сигналом звукового вещания* (СЗВ) называется колебание, соответствующее речи, музыке или их сочетанию. Звуковое колебание, воздействующее на микрофон или излучаемое громкоговорителем, называется акустическим сигналом. Он характеризуется звуковым давлением, интенсивностью (или силой) звука, звуковой мощностью. Звуковое колебание, передаваемое по цепям системы звукового вещания, представляет собой электрический сигнал, характеризуемый напряжением, током, электрической мощностью.

Сигнал звукового вещания является случайным процессом, а характеризующие его акустические или электрические величины непрерывно изменяются во времени. Графически он может быть изображен совокупностью реализаций случайных функций. Если каждая из них представляет собой изменяющееся во времени $t$ звуковое давление $p_{зв}$ или напряжение $u$ за определенный *интервал наблюдения* $T_{ин}$, то такие зависимости $p_{зв}(t)$ или $u(t)$ принято называть кривыми изменения мгновенных значений СЗВ во времени (рис. 4.1,*а*).

Уровень СЗВ характеризует сигнал в определенный текущий момент времени и представляет собой выраженное в децибелах выпрямленное и усредненное за некоторый предшествующий промежуток времени напряжение вещательного сигнала $\overline{u(t_1)}$ (где черта сверху означает операцию усреднения во времени, $t_1$ — текущий момент времени) отнесенное к некоторой условной величине $U_0$, т.е.

$$N_э(t_1) = 20 \lg \frac{\overline{u(t_1)}}{U_0}. \quad (4.1)$$

Здесь $N_э(t_1)$ — уровень электрического вещательного сигнала в момент времени $t_1$. Аналогично можно определить уровень $N_э(t_2)$ в момент времени $t_2$ и т.д.

Теоретически наиболее просто усреднять мгновенное значение выпрямленного напряжения с постоянным весовым коэффициентом

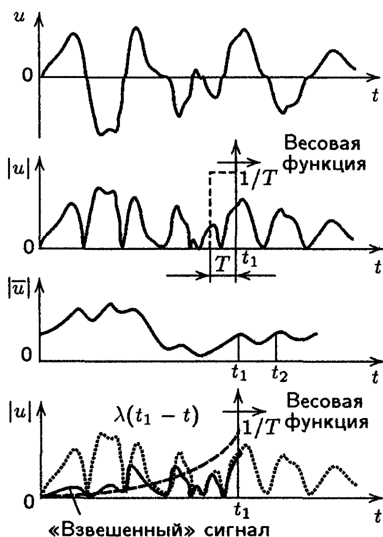



**Рис. 4.1.** Временны́е диаграммы сигнала звукового вещания

(рис. 4.1,*б*). Математически эту операцию можно записать следующим образом. Например, для текущего момента времени $t_i$

$$\overline{u(t_1)} = \frac{1}{T}\int_{t_1-T}^{t_1} |u(t)|\,dt. \qquad (4.2)$$

Выражение (4.2) дает среднее за время $T$ значение модуля функции $u(t)$, причем всем выпрямленным значениям функции $u(t)$ приписывается один и тот же относительный вес, равный $1/T$ в интервале от $t_1 - T$ до $t_1$ ($T$ — *интервал усреднения*) и нулю вне этого интервала (рис. 4.1,*б*, штриховая прямая). Точно так же можно определить среднее значение выпрямленного напряжения в момент времени $t_2$ и т.д. Так как вещательный сигнал является *нестационарным случайным процессом*, то значения $\overline{u(t_1)}, \overline{u(t_2)}, ..., \overline{u(t_n)}$, полученные по выражению (4.2) для разных моментов времени $t_1$, $t_2$,..., $t_n$, окажутся разными и мы получим зависимость изменения во времени среднего значения выпрямленного напряжения (рис. 4.1,*в*). Форма зависимости $\overline{u(t)}$ определяется как особенностями самого СЗВ, так и выбранным интервалом усреднения $T$. При $T \to 0$ временны́е зависимости средних значений выпрямленного сигнала практически не отличаются от временны́х зависимостей его мгновенных значений. При увеличении $T$ средние значения выпрямленного сигнала будут тем меньше меняться во времени, чем больше интервал усреднения $T$. Если существует минимальный интервал усреднения $T = T_0$, при достижении которого среднее значение выпрямленного сигнала не зависит от текущего момента времени $t$, т.е. если при $T \geqslant T_0$ выполняется равенство

$$\overline{u(t_1)} = \overline{u(t_2)} = ... = \overline{u(t_n)}, \qquad (4.3)$$

то такой сигнал называется *стационарным*, а значение $T_0$ — его *интервалом стационарности*

По своей структуре сигнал звукового вещания является нестационарным случайным процессом В тех редких случаях, когда условие (4.3) все же выполняется, предел однородности получается очень большим около 2...3 мин, причем значение $T_0$ для речевых сигналов меньше, чем для музыкальных Орган слуха человека не может усреднять воспринимаемый сигнал за столь длительное время Слуховое ощущение в каждый момент текущего времени (например, $t_1$) определяется не только мгновенным значением сигнала в этот момент, но и более ранними



его значениями. Последние оказываются тем меньше, чем больше они удалены в прошлое от текущего момента времени. Поэтому при определении уровня СЗВ усреднение его выпрямленных мгновенных значений следует выполнять с переменным множителем веса, убывающим в направлении прошедшего времени. Подходящим приближением является весовая функция вида

$$\lambda(t_1 - t) = \frac{1}{T}\exp\left(-\frac{t_1 - t}{T}\right) \quad \text{при} \quad t \leqslant t_1, \qquad (4.4)$$

где $\lambda(t_1 - t) = 0$ при $t > t_1$; $T$ — время, характеризующее длительность «памяти» системы.

При таком способе усреднения для момента времени $t_1$ среднее значение выпрямленного сигнала

$$\overline{u(t_1)} = \int_{-\infty}^{t_1} \lambda(t_1 - t)|u(t)|\,dt. \qquad (4.5)$$

Взвешивание выпрямленных мгновенных значений реального вещательного сигнала посредством весовой функции (4.4) для момента времени $t_1$ показано на рис. 4.1,*г*.

Изменяющееся во времени выпрямленное напряжение, усредненное за определенный промежуток времени с заданным множителем веса $\lambda(t_1 - t)$ и выраженное в децибелах, называется *динамическим уровнем* вещательного сигнала $N_э(t)$, т.е.

$$N_э(t) = 20\lg\frac{\overline{u(t)}}{U_0}, \qquad (4.6)$$

где $t$ — текущее время.

Можно сказать иначе: изменяющиеся во времени уровни СЗВ называются динамическими. Записи динамических уровней, получаемые при помощи самописца, называются *уровнеграммами* (рис. 4.2) в отличие от временны́х зависимостей мгновенных значений, когда тем или иным способом фиксируется изменение во времени звукового давления или напряжения Заметим, что в учебной и другой литературе сигнал звукового вещания называют также *сигналом вещательной передачи* или

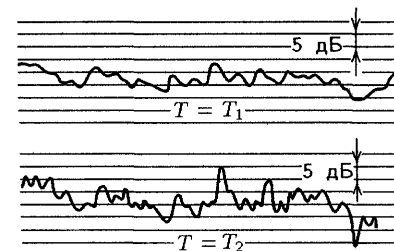



**Рис. 4.2.** Уровнеграммы одного и того же отрезка сигнала звукового вещания, полученные при разной длительности «памяти» измерительного устройства

просто *звуковым сигналом*. Здесь и ниже эти термины будем считать одинаковыми (эквивалентными) по содержанию.

Значение уровня зависит не только от мгновенных значений вещательного сигнала, но и весьма существенно от временно́й зависимости (4.4) множителя веса и длительности «памяти» $T$ измерительного устройства. Поэтому, говоря об уровнях, следует непременно учитывать временны́е параметры приборов, которыми они измерены.

При всем многообразии сигналов звукового вещания некоторые их статистические свойства, имеющие практический интерес, оказываются в достаточной мере устойчивыми и объективно характеризующими особенности СЗВ разных жанров (речь, классическая музыка, эстрадная музыка, хоровое пение и т.д.).

Знание статистических свойств СЗВ необходимо для понимания процессов, протекающих как в отдельных устройствах, так и в целом во всей системе звукового вещания; правильной трактовки свойств и параметров вещательной аппаратуры; создания испытательных сигналов, наилучшим образом имитирующих реальные СЗВ; разработки оптимальных систем и устройств, в максимальной степени учитывающих как свойства СЗВ, так и особенности слухового восприятия последних.

Статистические свойства СЗВ характеризуются прежде всего законами распределения мгновенных значений и уровней звуковых давлений (напряжений) во времени; длительностей пауз; длительностей непрерывного существования разных уровней; звуковых давлений (напряжений) по частоте.

## 4.2. Законы распределения мгновенных значений и уровней сигналов звукового вещания

Напомним, что наиболее распространенной характеристикой любой случайной величины $X$, полностью описывающей ее с вероятностной точки зрения, является *функция распределения* $W(x)$, под которой понимается вероятность события $X < x$, где $x$ — некоторое текущее значение случайной величины. Функция $W(x) = W(X < \text{x})$ называется одномерной функцией распределения случайной величины. Производная $w(x)$ от этой функции $W(x)$ называется одномерной *плотностью вероятности* распределения случайной величины $x$. Она характеризует вероятность того, что случайная величина окажется расположенной в пределах от $x$ до $x + \Delta x$. Зависимости $W(x)$ и $w(x)$ определяют закон распределения случайной величины $x$ Применительно к СЗВ случайными величинами являются мгновенные значения напряжения $u$ или значения звукового давления $p_{\text{зв}}$, а также уровни $N_a$ или $N_э$.

Законы распределения $W(x)$ и $w(x)$ являются устойчивыми (т.е. получаемые результаты отличаются только погрешностью эксперимента), если длительность реализации (выборки) превышает интервал стационарности $T_0$. Сигнал звукового вещания в строгом понимании нестационарен. Однако с достаточной для практических целей точностью речевой сигнал можно рассматривать как квазистационарный случайный процесс при интервале наблюдения (длительности анализа) $T_{\text{ин}}$, превышающем 2...3 мин. Для музыкальных СЗВ интервал стационарности $T_0$ установить не удается. Поэтому для получения более или менее устойчивых законов распределения для СЗВ разных жанров необходимо существенно увеличить время анализа $T_{\text{ин}}$ (до нескольких часов). При более короткой длительности выборки $T_{\text{ин}}$ результаты анализа очень сильно отличаются и характеризуют не свойства сигнала звукового вещания, а только исследуемые отдельные отрывки. Кроме того, объектом исследования обычно являются обработанные звукорежиссером, а в отдельных случаях и автоматическим регулятором фонограммы. Методы ручной регулировки сигналов различными звукорежиссерами не идентичны, а изменения, вносимые в сигнал автоматическими регуляторами, существенно зависят от их технических характеристик. Наконец, распределение уровней во времени существенно зависит и от интервала усреднения $T$ (4.4).



Все это приводит к тому, что законы распределения $W(x)$ или $w(x)$, полученные для музыкальных сигналов даже при большом времени анализа, значительно зависят от исследуемого отрывка программы.

Для иллюстрации изложенных соображений на рис. 4.3 приведены типичные экспериментальные результаты, полученные для речевого (рис. 4.3,*а*) и музыкальных (рис. 4.3,*б*) СЗВ. Здесь по оси ординат отложено произведение плотности вероятности $w(x)$ и среднеквадратического отклонения $\sigma$ (т.е. $w(x)\sigma$); по оси абсцисс — отношение его мгновенных значений $x$ (например, напряжения $u$) к $\sigma$. Последняя характеризует рассеяние значений случайной величины $x$ около ее математического ожидания.

Речевой сигнал имеет устойчивое распределение плотности вероятности мгновенных значений ($u$ или $p_{\text{зв}}$), симметричное по форме, одновершинное, подчиняющееся экспоненциальному закону.

Результаты экспериментального исследования распределений во времени мгновенных значений музыкальных сигналов показывают, что разным типам звучаний (вокал, эстрадная музыка, симфоническая музыка и т.д.) соответствуют сходные по форме зависимости (рис. 4.3,*б*, кривые *1*, *2*). Все они за редким исключением (кривая *3*) имеют также экспоненциальный характер.

Достаточно общей аппроксимацией описанных зависимостей (см. рис. 4.3) является выражение вида

$$w(x) = \frac{A}{\sqrt{2}\sigma_1} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|x|}{\sigma_1}\right) + \frac{B}{\sqrt{2}\sigma_2} \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|x|}{\sigma_2}\right), \qquad (4.7)$$

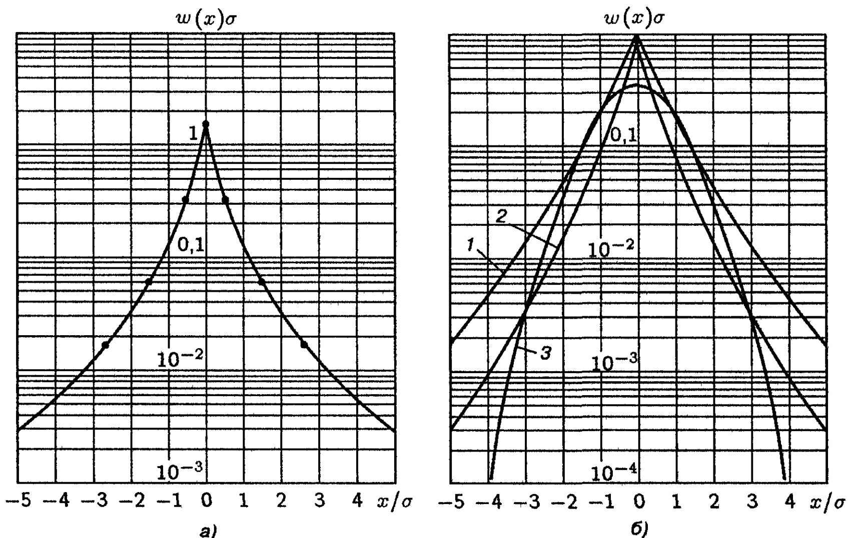



**Рис. 4.3.** Распределение плотности вероятности мгновенных значений речевого (*а*) и музыкального (*б*) сигналов звукового вещания во времени

Таблица 4.1

| Вид программы | $A$ | $B$ | $\sigma_1$ | $\sigma_2$ |
|---|---|---|---|---|
| Речь информационного характера | 0,57 | 0,43 | 1,3 | 0,26 |
| Вокальная музыка (арии из опер, романсы) | 0,75 | 0,25 | 1,44 | 0,24 |
| Камерная музыка, фортепьяно | 1 | 0 | 1,05 | – |
| Симфоническая музыка | 0,65 | 0,35 | 1,2 | 0,23 |

где $x$ — мгновенное значение сигнала (например, напряжения); $\sigma_1$, $\sigma_2$ — среднеквадратические отклонения; $A$ и $B$ — параметры распределения, причем $A + \mathrm{B} = 1$. Параметры $A$, $B$, $\sigma_1$ и $\sigma_2$ изменяются в зависимости от характера исполняемого произведения (табл. 4.1).

Для программ типа хора с оркестром, эстрадных композиций, джазовой музыки (см. рис. 4.3,*б*, кривая *2*) наблюдается приближение к гауссовскому закону распределения. В этих случаях

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right), \tag{4.8}$$

Сопоставляя (4.7) и (4.8) и результаты экспериментальных исследований разных авторов, можно представить обобщенный закон распределения во времени мгновенных значений музыкальных сигналов в виде

$$w(x) = \frac{q\xi}{2\sigma\Gamma(1/q)} \exp\left[-\left(\frac{\xi|x|}{\sigma}\right)^q\right], \quad 1 < q < 2. \tag{4 9}$$

Здесь $Q$ — параметр, определяющий степень экспоненты ($q = 1$ для камерной и симфонической музыки; $q = 2$ для легкой, эстрадной и джазовой музыки); $\xi = \sqrt{\Gamma(3/q)/\Gamma(1/q)}$ — коэффициент; $\Gamma$ — гамма-функция.



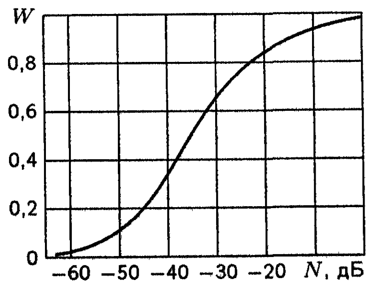



**Рис. 4.4.** Функция распределения уровней во времени

Распределение уровней во времени реальных вещательных сигналов (как речевых, так и музыкальных) зависит не только от типа программы и длительности времени анализа, но и весьма существенно от выбранной весовой функции (4.4) усредняющего устройства. При относительно малой длительности памяти $T$ эти зависимости близки к уже рассмотренным. Увеличение $T$ должно вызывать приближение закона распределения уровня к гауссовскому. И, наконец, при $T \to \infty$ понятие о законе распределения вообще теряет смысл, ибо вместо совокупности случайных величин будет получено одно значение.

В качестве примера на рис. 4.4 приведена функция распределения уровней во времени, полученная экспериментальным путем при исследовании записанных на магнитной ленте музыкальных и речевых отрывков СЗВ. Взвешивание мгновенных значений выпрямленного напряжения производилось посредством весовой функции (4.4) при $T \approx 25$ мс. Существенное отличие этой зависимости от гауссовской наблюдается лишь в области малых уровней, отличающихся от номинального значения ($N = 0$ дБ) более чем на 35 дБ.

Поэтому с достаточным для практики приближением можно считать, что распределение уровней во времени подчиняется гауссовскому закону

$$w(N) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma} \int_{-\infty}^{N} \exp\frac{(N-a)^2}{2\sigma^2}\, dN \tag{4.10}$$

с параметрами $a = -24$ дБ, $\sigma = 10$ дБ.

## 4.3. Распределение выбросов и пауз сигналов звукового вещания во времени

Из (4.10) можно получить представление об общем времени $\tau$ в течение которого достигается или превышается то или иное значение уровня анализа $N_{\text{ан}}$. Однако рассмотренные зависимости не позволяют ответить на вопрос, из какого числа отрезков это время складывается: большого числа кратковременных или малого, но больших по длительности Этот вопрос имеет большое практическое значение, например, при выборе режима работы ламп оконечного каскада усилителей проводного вещания большой мощности, при ручном и автоматическом регулировании уровней и т.д.

Экспериментальные данные, оценивающие с вероятностной точки зрения длительность непрерывного существования разных уровней для речевого и музыкального сигналов показывают, что диапазон изменения длительностей непрерывного существования уровней (выбросов) очень широк. Например, максимальная длительность выбросов, зафиксированная при уровне анализа, равном 5 % от максимального значения, составляет для речевого сигнала примерно 1 с, для музыкального — до 4 с. Минимальное значение $\tau$ не превышает единиц миллисекунд, наибольшее значение плотности вероятности $w(\tau)$ независимо от $N_{\text{ан}}$ и жанра программы наблюдается для выбросов длительностью 12...17 мс. Длительность выборки при проведении исследований была выбрана для речевого сигнала больше 3 мин. Обобщенные сведения, относящиеся к музыкальному СЗВ, получены в результате усреднения данных для четырех жанров СЗВ. Выбранные отрывки обработаны звукорежиссером, длительность каждого из них не менее 2 мин. За максимальный уровень анализа $N_{\text{ан}}$ принят наибольший уровень, полученный прибором с временем интеграции $t_и = 10$ мс и временем возврата $t_в = 1{,}3$ с; $T \approx 22$ мс.

Хорошей аппроксимацией среднестатистических зависимостей $w(\tau)$ при $0 < \tau < 100$ мс является гамма-распределение вида

$$W(\tau) = \mu \frac{\tau}{\upsilon^2} \exp\left(-\frac{\tau}{\upsilon}\right), \qquad (4.11)$$

где $\tau$ — длительность выброса, с; $\upsilon$ — параметр, определяемый отношением $N_{\text{ан}}/N_{\text{кв max}}$, $N_{\text{кв max}}$ — квазимаксимальный уровень СЗВ (вероятность его превышения составляет 0,02); $\mu$ — параметр, зависящий от $N_{\text{ан}}$ и определяемый из условия

$$\int_{-\infty}^{\infty} w(\tau)\, d\tau = 1.$$

Значения параметров $\upsilon$ и $\mu$ для разных значений относительного уровня анализа $N_{\text{ан}}/N_{\text{кв max}}$ приведены в табл. 4.2.

Используя (4.11), нетрудно оценить вероятность $p(\tau)$ превышения длительностью выброса некоторого заданного значения $\tau$. По определению при $0 < \tau < 100$ мс

$$W(\tau) = 1 - \int_0^{\tau} \mu \frac{\tau}{\upsilon^2} \exp\left(-\frac{\tau}{\upsilon}\right) d\tau. \qquad (4.12)$$

Результаты расчетов для ряда значений $\tau$ (табл. 4.3) получены для двух областей анализа, где уровни близки к минимальному и максимальному значениям.

Таблица 4.2

| Параметр | 0,2 | 0,4 | 0,6 | 0,8 |
|---|---|---|---|---|
| $\upsilon$ | 0,0242 | 0,0226 | 0,0208 | 0,0195 |
| $\mu$ | 0,66 | 0,68 | 0,71 | 0,73 |



Таблица 4.3

| $N_{\text{ан}}/N_{\text{кв max}}$ | $\tau$, мс, не менее | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 10 | 20 | 50 | 80 |
| 0,2 | 0,6 | 0,38 | 0,315 | 0,294 |
| 0,8 | 0,5 | 0,264 | 0,19 | 0,134 |

Из табл. 4.3 следует, что вероятность существования уровней, близких к квазимаксимальному $N_{\text{кв max}}$, при $\tau > 20...50$ мс достаточно мала, тогда как длительности $\tau \leqslant 10$ мс более вероятны. Поэтому общее время существования квазимаксимальных уровней (или близких к ним) в основном складывается из кратковременных промежутков времени. Длительные выбросы в этом случае маловероятны.

Если понимать под паузами длительности выбросов, лежащих ниже определенного фиксированного уровня анализа (обычно он соответствует квазиминимальному уровню, вероятность превышения которого 0,98), превышающего на некоторое значение уровень помех $N_п$, то вероятность появления паузы для $i$-го порога

$$W_i(\tau) = \begin{cases} 0 & \text{при } N_i > N_{\text{ан}} \text{ и любом } t_п \text{ или} \\ & \text{при } N_i < N_{\text{ан}} \text{ и } t_п \leqslant T_{\text{рс}}; \\ 1 & \text{при } N_i < N_{\text{ан}} \text{ и } t_п > T_{\text{рс}}, \end{cases} \qquad (4.13)$$

где $N_i$ — текущий уровень исследуемого сигнала; $N_{\text{ан}}$ — уровень анализа, при котором определяются начало и конец паузы; $T_{\text{рс}}$ — разрешающая способность анализатора; $t_п$ — возможные значения длительности пауз.

При определении закона распределения пауз по длительности для разнородных вещательных сигналов (музыка, речь) уровень анализа выбирается ниже номинального на 40 дБ. Заметим, что номинальным называется максимально допустимый уровень, при котором нелинейные искажения, вносимые устройством, передающим данный сигнал, не превышают допустимого значения. Экспериментом установлено, что энергия вещательного сигнала на уровне ниже номинального на 42...45 дБ практически равна нулю.

Длительность пауз вещательных сигналов имеет случайный характер, колеблется в очень широких пределах и может доходить до 3 с и более. Однако вероятность появления пауз длительностью свыше 2 с мала. Плотность вероятности распределения пауз по длительности оказывается наибольшей в интервале 50.. 150 мс и быстро убывает вне этого интервала. Для речевых программ в среднем приходится 913 пауз в час, для музыкальных — 200. Длительность пауз без учета перерывов между передачами составляет 5 % времени передачи, а с учетом перерывов может достигать 14 %.

Хорошей аппроксимацией закона распределения длительностей пауз активной речи (художественное чтение; речь, произносимая без под-

готовленного текста) является выражение

$$w(t_п) = \frac{\beta}{\alpha}\left(\frac{t_п - t_0}{\alpha}\right)^{\beta-1} \exp\left[-\left(\frac{t_п - t_0}{\alpha}\right)^{\beta}\right], \tag{4.14}$$

где $\alpha > 0$ — параметр масштаба; $\beta > 0$ — параметр формы; $t_0$ характеризует центр распределения ($t_0 \leqslant t_п$); $t_п$ — длительность паузы. По данным эксперимента $t_0 = 0{,}2$ с, $\beta = 0{,}7$, а $\alpha = 0{,}5$ для группы студентов; $\alpha = 0{,}25$ для группы общественных деятелей и писателей. Средние длительности пауз для этих групп составляют соответственно 0,4 и 0,71 с.

Среднее время длительности пауз для активной речи существенно выше, чем для пассивной (чтение заранее подготовленного текста информационного характера), и составляет (от общего времени передачи) 55 % для группы студентов и 47,5 % для общественных деятелей.

## 4.4. Текущая, среднеминутная и долговременная мощности СЗВ

Если $u(\xi)$ представляет собой изменение во времени мгновенных значений напряжения СЗВ, то его текущая мощность

$$P(t) = \frac{1}{T}\int_{-\infty}^{t} \exp\left(-\frac{t-\xi}{T}\right) u^2(\xi)\, d\xi, \tag{4.15}$$

где $\frac{1}{T}\exp\left(-\frac{t-\xi}{T}\right)$ — весовая функция, приписывающая более ранним значениям сигнала тем меньший относительный вес, чем дальше они удалены в прошлое, равная 0 при $\xi > t$; $T$ — длительность «памяти»; $t$ — текущее время.

Очевидно, что если $P(t)$ — случайная функция, то можно говорить о плотности вероятности распределения текущей мощности во времени.

Хорошей аппроксимацией закона распределения значений текущей мощности во времени являются выражения:

для речевых сигналов

$$w(P) = 0{,}39 \exp(-P/\overline{P}) - 0{,}25 \exp(-5{,}7P/\overline{P}); \tag{4.16}$$

для музыкальных сигналов

$$w(P) = 0{,}24 \exp(-P/\overline{P}) - 0{,}17 \exp(-4P/\overline{P}). \tag{4.17}$$

Эти зависимости соответствуют экспериментальным данным, усредненным по множеству реализаций (выборок) отдельно для речевых и музыкальных отрывков СЗВ. Величина $\overline{P}$ представляет собой среднее значение текущей мощности и найдена как математическое ожидание случайной величины $P$ (множество значений $P(t)$). Для большинства жанров СЗВ наиболее вероятные значения текущей мощности лежат на 3 дБ ниже долговременной средней мощности $\overline{P}$ (исключение составляет



звучание эстрадной музыки и хора с оркестром, где отклонения текущей мощности от $\overline{P}$ в ту или другую сторону равновероятны и приблизительно одинаковы). Поэтому при предварительной установке регуляторов уровня следует ориентироваться на значение $\overline{P}$.

Уровень среднеминутной мощности определяется отношением

$$N_{\text{ср min}} = 10 \lg \frac{P_{\text{ср min}}}{P} = 10 \lg \frac{U^2_{\text{ср min}}}{U^2_{\sin}}, \tag{4.18}$$

где $U_{\sin}$ — эффективное значение синусоидального напряжения (обычно частотой 1000 Гц), равное квазимаксимальному значению $U_{\text{кв max}}$ (вероятность его превышения в течение всего времени анализа составляет 0,02); $U_{\text{ср min}}$ — среднее значение напряжения за время анализа (интервал наблюдения $T_{\text{ин}}$), равное 1 мин.

Значения $N_{\text{ср min}}$, полученные для большого числа разных по содержанию отрывков СЗВ одноминутной длительности, образуют совокупность случайных чисел. Величины $N_{\text{ср min}}$ называют также относительной среднеминутной мощностью СЗВ. Для нее можно построить кривую распределения среднеминутной мощности, сгруппировав отобранные отрывки СЗВ по жанрам (дикторская речь, хоровое пение и т.д.). Однако подобное распределение еще недостаточно, чтобы судить о вещательной передаче в целом. Заметим, что суточные программы звукового вещания по содержанию повторяются с большой степенью регулярности. Поэтому усреднение (по множеству), характеризующее передачу за сутки, выполненное с учетом встречаемости программ разного жанра, может считаться идентичным (по результатам) усреднению за длительное время. На рис. 4.5 представлено распределение уровней среднеминутной мощности, рассчитанное с учетом встречаемости в этих программах передач различного характера. По оси абсцисс отложен уровень среднеминутной мощности, вычисленный по отношению к мощности синусоидального сигнала, напряжение которого выбрано равным наибольшему значению квазимаксимального напряжения, по оси ординат — вероятность превышения этих уровней.

Функции распределения уровней среднеминутной мощности $W(N_{\text{ср min}})$ для программ звукового вещания аппроксимируются с достаточной для практики точностью законом Рэлея:

$$W(N_{\text{ср min}}) = 1 - \exp\left(-\frac{N^2_{\text{ср min}}}{2\alpha^2}\right), \tag{4.19}$$

где $\alpha$ — параметр закона распределения. Штриховая зависимость на рис. 4.5 вычислена по выражению (4.19).

Уровнем долговременной средней мощности называется выраженное в децибелах отношение мощности СЗВ, полученной в результате усреднения всех ее значений (например, $N_{\text{ср min}}$) за все время передачи данной программы в течение суток, к квазимаксимальному значению.

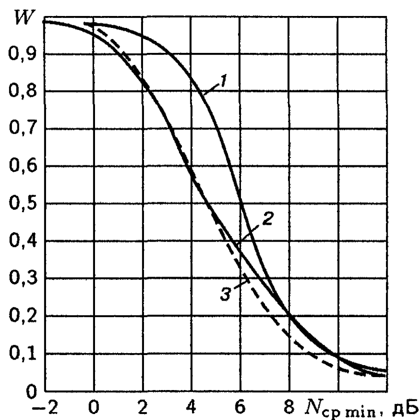



**Рис. 4.5.** Распределение уровней среднеминутной мощности сигнала звукового вещания для двух программ звукового вещани: *1* и *2* — экспериментальные данные; *3* — теоретическая зависимость

## 4.5. Спектральная плотность мощности

Если отрывок СЗВ пропустить через набор полосовых фильтров, охватывающих весь диапазон слышимых частот, то можно измерить для него плотности вероятности текущей мощности $w_i(P_i)$ как в выделенных узких полосах $\Delta F_i$, так и в широкой (полной) $\Delta F$ полосе $w(P)$.

Имея совокупность таких экспериментальных зависимостей $w_1(P_1)$, $w_2(P_2), ..., w_n(P_n)$ и $w(P)$, можно определить значения текущей мощности $P_1, P_2, ...P_n$, вероятность $w$ превышения которых составляет наперед заданное значение. Если последнее принять равным 0,02, то полученная совокупность значений

$$N_i = 10\lg\frac{P_i}{P} \tag{4.20}$$

будет представлять собой распределение квазимаксимальных уровней текущей мощности для совокупности выделенных полос. Если же значение вероятности принять равным 0,5, то получим распределение средних значений уровней текущей мощности исследуемого отрывка СЗВ.

Если найденные значения $P_i$ и $P$ отнести к ширине выделенной полосы частот $\Delta F_i$ и соответственно $\Delta F$, а далее, как и ранее, взять отношение

$$N_i' = 10\lg\left(\frac{\Delta F}{\Delta F_i}\frac{P_i}{P}\right), \tag{4.21}$$

то определим уровень спектральной плотности квазимаксимальной (средней) мощности или распределение соответствующих уровней (квазимаксимальных, средних) по частоте для исследуемого отрывка СЗВ.

На рис. 4.6,*а* и *б* для речевых и музыкальных сигналов представлены зависимости, усредненные для множества отрывков СЗВ длительностью от 1 до 3...5 мин, квазимаксимальных и средних уровней спектральных плотностей мощности.



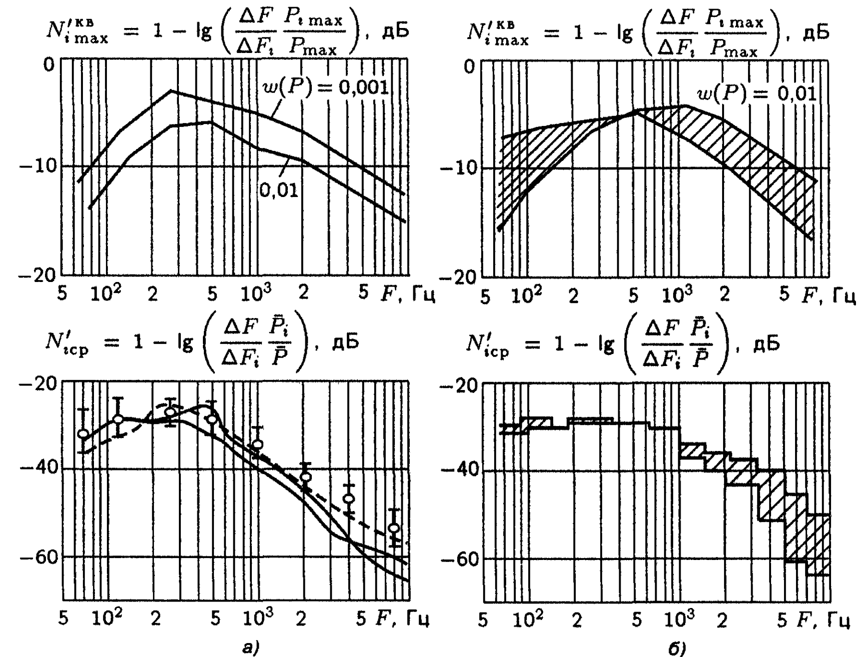



**Рис. 4.6.** Зависимости квазимаксимальных и средних уровней спектральной плотности мощности от частоты для речевых (*а*) и музыкальных (*б*) сигналов звукового вещания

Как показывает анализ, для многих звучаний уровень спектральной плотности средней мощности, кроме речи, может иметь значения, близкие к максимальным вплоть до самых нижних частот, в то время как для большинства типов СЗВ он существенно понижается на частотах, превышающих 5000...7000 Гц, и тем значительнее, чем выше частота.

На рис. 4.7 показан среднестатистический суточный график спектральной плотности мощности программы звукового вещания. Зависимость на рис. 4.7 получена с учетом распределения программ разных жанров по длительности и характеризуют (вследствие регулярности суточных программ) сведения о СЗВ в целом. Уровень спектральной плотности мощности уменьшается на низких (ниже 70 Гц) и верхних (выше 3000 Гц) частотах, причем 0 дБ соответствует значению максимальной спектральной плотности мощности, достигаемой в сигналах каждой из этих программ. Как и следовало ожидать, форма полученных зависимостей (рис. 4.7) в основном определяется спектральной плотностью средней мощности сигнала того жанра звучания, который в суточной программе занимает наибольшее время и имеет наибольшую мощность.

Отметим, что каждый отрезок СЗВ, даже очень большой длительности и соответствующий одному и тому же виду звучания, обладает своим индивидуальным спектром квазимаксимальных и средних значе-

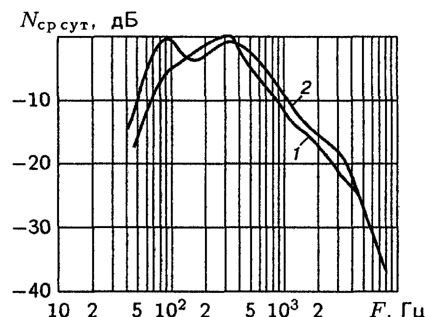



**Рис. 4.7.** Среднестатистический суточный спектр программы звукового вещания

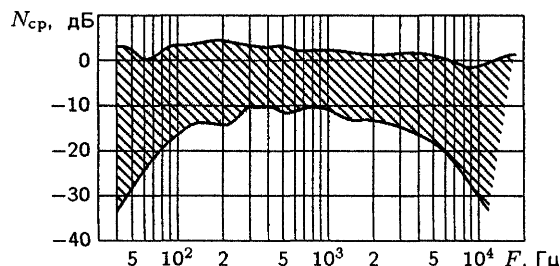



**Рис. 4.8.** Диапазон спектров музыкальных сигналов

ний мощности, своим распределением спектральной плотности мощности Кроме того, применение необычных способов инструментовки произведений, характерное для современной музыки, а также электронных методов преобразования спектров сигналов и синтезаторов привело к расширению спектров (для отдельных фрагментов программ) вплоть до самых высших частот (рис 4 8) Вообще говоря, психоакустические эксперименты показывают, что для высококачественной передачи музыки канал звукового вещания должен иметь полосу частот 40 15000 Гц При этом отсутствие более высоких частот все же отчетливо замечается молодыми слушателями, музыкантами и, по их мнению, ухудшает качество восприятия Поэтому в студийной аппаратуре полоса передаваемых частот составляет 20 20000 Гц

## 4.6. Динамический диапазон и средняя мощность сигналов звукового вещания

Общее определение *динамического диапазона* СЗВ формулируется как отношение максимального давления ($p_{зв\,max}$) к минимальному ($p_{зв\,min}$), характеризующее данный звуковой процесс, или отношение соответствующих напряжений ($U_{max}$ и $U_{min}$) Однако это определение не содержит сведений о том что подразумевается под максимальным и минимальным давлениями или напряжениями



При теоретическом определении динамического диапазона вводят понятия квазимаксимального и квазиминимального напряжений (или давлений) *Квазимаксимальным* ($U_{кв\,max}$ или $p_{кв\,max}$) будем называть такое значение, вероятность превышения которого достаточно мала (0,01 0,02), а *квазиминимальным* ($U_{кв\,min}$ или $p_{кв\,min}$) — такое, вероятность превышения которого, наоборот, достаточно велика (0,98 0,99)

С учетом введенных определений динамический диапазон акустического вещательного сигнала

$$D_а = 20\lg\frac{p_{зв\,кв\,max}}{p_{зв\,кв\,min}} = 20\lg\frac{p_{зв\,кв\,max}}{p_{зв0}} - 20\lg\frac{p_{зв\,кв\,min}}{p_{зв0}}. \qquad (4\ 22)$$

Динамический диапазон электрического вещательного сигнала

$$D_э = 20\lg\frac{U_{кв\,max}}{U_{кв\,min}} = 20\lg\frac{U_{кв\,max}}{U_0} - 20\lg\frac{U_{кв\,min}}{U_0}. \qquad (4.23)$$

Здесь $p_{зв0} = 2\ \ 10^{-5}$ Па — минимальное значение звукового давления, соответствующее порогу слышимости в области максимальной чувствительности уха 1 4 кГц, $U_0 = 0{,}775$ В — напряжение на нагрузке сопротивлением 600 Ом, на которой выделяется мощность 1 мВт

Динамический диапазон сигнала, определяемый выражениями (4 22) и (4 23), будем называть теоретическим Наряду с этим динамический диапазон СЗВ можно найти экспериментально при помощи уровнеграммы как разность максимального $N_{max}$ и минимального $N_{min}$ уровней для достаточно большого по длительности интервала наблюдения

$$D_с = N_{max} - N_{min} \qquad (4\ 24)$$

Очевидно, что это значение динамического диапазона существенно зависит от выбранного времени интеграции измерителя уровней Чем больше $t_и$ тем в меньшей степени будут регистрироваться кратковременные выбросы СЗВ, тем меньшим окажется найденное значение Заметим, что теоретическое значение динамического диапазона сигнала, рассчитанное по распределению во времени мгновенных значений напряжения $u$ или звукового давления $p_{зв}$ и выражений (4 22) и (4 23), всегда больше экспериментального значения (4 24) для одного и того же исследуемого отрывка

Динамические диапазоны отдельных типов акустических музыкальных и речевых сигналов, измеренные при помощи приборов показания которых соответствуют слуховому восприятию уровня громкости (при этом $t_и = 60$ мс) составляют в среднем 60 дБ для симфонического оркестра, 35 дБ для эстрадной музыки, 20 дБ для джаз-оркестра, 47 дБ для хора 35 дБ для солистов-вокалистов 25 дБ для речи диктора При воспроизведении речи максимальный акустический уровень 80 86 дБ а при воспроизведении музыкальных сигналов доходит до 90 100 дБ Оркестр создает предельно большие звуковые давления (до 40 Па), но вероятность их возникновения и длительность непрерывного

существования ничтожно малы. Среднее звуковое давление, создаваемое оркестром на расстоянии 4 м от эстрады, 0,5...0,7 Па; а создаваемое оратором на расстоянии 1 м 0,1 Па.

Пиковое значение мощности излучения изменяется в очень широких пределах от одного музыкального инструмента к другому: 0,05 Вт — треугольник; 0,29 Вт — бас-саксофон; 24,6 Вт — большой барабан. Для музыкальных сигналов (симфонический оркестр) это значение изменяется в пределах 8,2...66,5 Вт, но чаще всего составляет 10...14 Вт.

Разность между квазимаксимальным ($N_{\text{кв max}}$) и усредненным ($N_{\text{ср}}$) за длительный промежуток времени уровнями называют *пик-фактором:* $\Pi = N_{\text{кв max}} - N_{\text{ср}}$. Пик-фактор показывает, насколько ниже средний уровень по сравнению с его квазимаксимальным значением. Для музыкальных сигналов он может достигать 20 дБ и более (звучание симфонического оркестра), а для речевого сигнала в среднем составляет 12 дБ.

Не следует смешивать два разных понятия: динамический диапазон сигнала и канала передачи. Последний зависит как от уровня шумов в тракте, так и от номинального напряжения:

$$D_{\text{к}} = 20 \lg \frac{U_{\text{ном}}}{U_{\text{ш}}} - (\Delta N_1 + \Delta N_2). \qquad (4.25)$$

Здесь $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение; $U_{\text{ш}}$ — напряжение шума, измеренное псофометром (значения $U_{\text{ном}}$ и $U_{\text{ш}}$ должны быть приведены либо ко входу, либо к выходу канала передачи); $\Delta N_1$ — уровень перекрытия шумов, дБ (обычно около 20 дБ); $\Delta N_2$ — допуск на перегрузку (обычно 3...6, а иногда до 10 дБ).

Заметим, что первый член выражения (4.25), определяющий предельно возможные границы динамического диапазона, называется в соответствии с международной терминологией отношением сигнал-шум.

Очевидно, что передача СЗВ по каналу звукового вещания без искажений возможна, если $D_c < D_{\text{к}}$. Так как для реальных акустических сигналов это условие в ряде случаев не выполняется, то необходима предварительная обработка СЗВ, заключающаяся в сокращении его динамического диапазона, который в каналах и трактах звукового вещания (после обработки исходных сигналов звукорежиссером) не превышает 40 дБ.

Если принять, что распределение уровней СЗВ во времени подчиняется закону Гаусса (а это весьма часто допускается при расчетах), то отношение средней мощности ($P_{\text{ср}}$) сигнала звукового вещания к квазимаксимальной ($P_{\text{кв max}}$) можно найти из выражения

$$\frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{кв max}}} = \exp\left[-0{,}115 D_c \left(1 - \frac{0{,}115 D_c}{2 z_{\max}^2}\right)\right] \times$$
$$\times \left[\Phi\left(z_{\max} - \frac{0.115 D_c}{z_{\max}}\right) - \Phi\left(z_{\min} - \frac{0{,}115 D_c}{z_{\min}}\right)\right], \qquad (4.26)$$



где $D_c$ — динамический диапазон СЗВ; $z_{\max} = N_{\text{кв max}}/\sigma = 2,05$; $\sigma$ — среднеквадратическое отклонение; $\Phi(\cdot)$ — значение интеграла вероятностей (для его вычисления составлены таблицы).

Из (4.26) следует, что отношение $P_{\text{ср}}/P_{\text{кв max}}$ зависит только от значения $D_c$ и от заданных вероятностей превышения квазимаксимального $N_{\text{кв max}}$ и квазиминимального $N_{\text{кв min}}$ уровней, определяющих нормированные отклонения $z_{\max}$ и $z_{\min}$. Если эти вероятности соответственно равны 0,02 и 0,98, то $z_{\max} = 2{,}05$, а $z_{\min} = -2{,}05$.

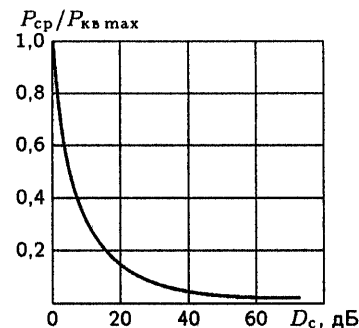



**Рис. 4.9.** Изменение относительной средней мощности сигнала звукового вещания от динамического диапазона (среднестатистические данные)

Зависимость изменения относительной средней мощности СЗВ от динамического диапазона $P_{\text{ср}}/P_{\text{кв max}} = f(D_c)$, полученная по выражению (4.26), приведена на рис. 4.9. При реальных значениях $D_c = 20...40$ дБ в трактах системы звукового вещания отношение изменяется в пределах 0,053...0,155 (теоретические результаты), т.е. остается существенно меньшим 1.

По экспериментальным данным, отношение $P_{\text{ср}}/P_{\max}$ (где $P_{\max}$ — мощность синусоидального сигнала, равного наибольшему значению СЗВ) за большой промежуток времени после регулирования уровней звукорежиссером составило 0,07, а для автоматического регулятора-ограничителя максимальных амплитуд 0,13. Последний дополнительно сокращает динамический диапазон СЗВ на 5...6 дБ. Отклонение отношения $P_{\text{ср}}/P_{\max}$ от значения 0,13 составляет не более 20 %, т.е. изменяется в пределах 0,104...0,156.

Столь малое отношение средней мощности к максимальной свидетельствует о том, что режим номинальной мощности достигается лишь в течение незначительной части общего времени передачи. Это следует учитывать при разработке аппаратуры, особенно мощных вещательных усилителей, развивающих номинальную мощность в течение коротких (длительностью не более 10...20 мс) промежутков времени.

## 4.7. Огибающая и мгновенная частота звуковых сигналов

Понятия огибающей и мгновенной частоты вводятся для пары сигналов: исходного $s(t)$ и сопряженного с ним по Гильберту $\hat{s}(t)$, причем

$$\hat{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s(t_1)}{t - t_1}\, dt_1; \quad s(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\hat{s}(t_1)}{t - t_1}\, dt_1.$$

Преобразование Гильберта — распространенное линейное преобразование сигналов. С точки зрения спектрального анализа сигналу вида $s(t) = \sum C_k \cos(w_k t + \varphi_k)$ оно ставит в соответствие сигнал $\hat{s}(t) = \sum C_k \sin(w_k t + \varphi_k)$, т.е. переводит сумму косинусоид в сумму синусоид с сохранением значений амплитуд и фазовых углов, что в электрических цепях выполняется широкополосными фазовращателями. Сигналы $s(t)$ и $\hat{s}(t)$ имеют одинаковые амплитудные, но разные фазовые спектры: все спектральные составляющие сигнала $\hat{s}(t)$ отстают от одноименных составляющих сигнала $s(t)$ на 90°. Мощность обоих сигналов одинакова.

Преобразование Гильберта позволяет любой звуковой сигнал представить произведением двух функций — *огибающей и косинуса фазы*:

$$s(t) = S(t)\cos\varphi(t) = S(t)\cos\int_0^t w(t_1)\,dt_1,$$

где $S(t) = \sqrt{s^2(t) + \hat{s}^2(t)}$; $\varphi(t) = \mathrm{arctg}[\hat{s}(t)/s(t)]$.

*Мгновенную частоту* определяют как производную фазы

$$w(t) = \varphi'(t) = [s(t)\hat{s}'(t) - s'(t)\hat{s}(t)]\frac{1}{s^2(t) + \hat{s}^2(t)}.$$

Модуляционный анализ звукового сигнала состоит в определении двух его модулирующих функций· огибающей $S(t)$ и мгновенной частоты $w(t)$. Обратное преобразование называется *модуляционным синтезом*. Теория модуляционного анализа-синтеза звуковых сигналов изложена в работах Ю.М. Ишуткина.

Математические оценки функций $S(t)$ и $w(t)$ тесно связаны со спектральными и статистическими свойствами сигнала, но время обработки сигнала в модуляционном анализе много меньше, чем, например, в спектральном, потому что обработка проводится не в узкой, а в широкой полосе частот — в полном частотном диапазоне сигнала. На рис. 4.10 показаны осциллограммы звукового сигнала и его модулирующих функций Обе модулирующие функции представляют собой колебательные процессы, ширина спектра $S(t)$ и $w(t)$ не менее половины и не более полной ширины спектра сигнала $s(t)$

Мгновенная частота — знакопеременная функция времени, однако ее отрицательные значения наблюдаются в сигналах музыки и речи редко и на коротких промежутках времени, так что вероятность $W\{w < 0\} = 0{,}01\ .0{,}03$ Влияние знака $w(t)$ на характер звучания музыки и речи при сравнении на слух сигналов

$$S(t)\cos\int_0^t w(t_1)\,dt_1 \text{ и } S(t)\cos\int_0^t |w(t_1)|\,dt_1$$

в экспериментах не обнаружено Числовые оценки мгновенной частоты — среднее и пиковое значения — находятся в хорошем соответствии с положением максимума спектральной плотности и шириной спектра Эти числовые оценки, по данным В К Уварова, приведены в табл 4 4



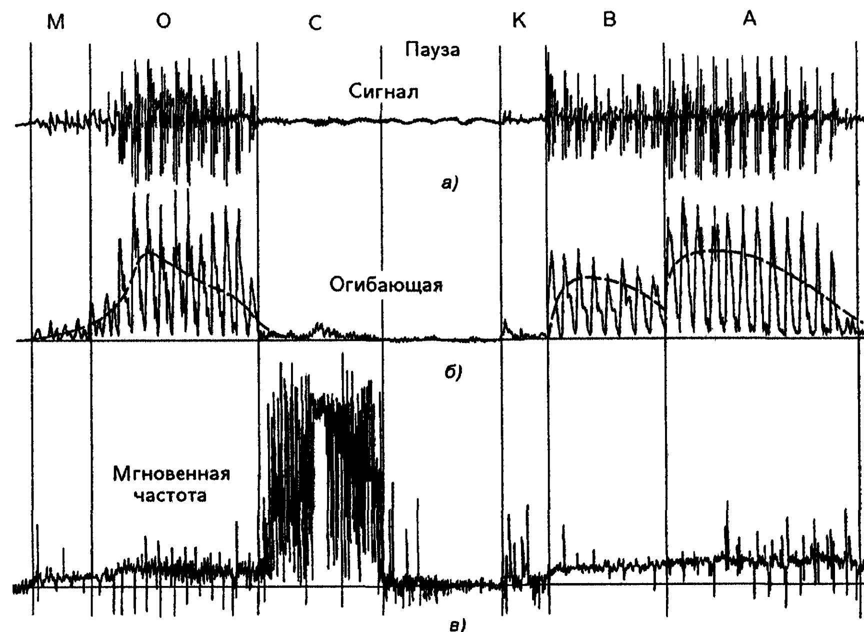



**Рис. 4.10.** Осциллограммы речевого сигнала (*а*), его огибающей (*б*) и мгновенной частоты (*в*)

Таблица 4.4

| Звук | Мгновенная частота, Гц | | Оценка спектра, Гц | |
|---|---|---|---|---|
| | средняя | максимальная | Положение максимума | Ширина по уровню −30 дБ |
| а | 950 | 3000 | 600 | 2500 |
| э | 660 | 3000 | 450 | 3000 |
| у | 570 | 2600 | 250 | 800 |
| и | 430 | 3300 | 350 | 3000 |
| л | 550 | 2160 | 250 | 900 |
| х | 1370 | 4500 | 1200 | 8000 |
| в | 450 | 2350 | 300 | 1000 |
| сь | 8600 | 16000 | 5000 | >10000 |

Огибающая $S(t)$ — неотрицательная функция Мощность огибающей в 2 раза больше мощности сигнала, что следует из равенства модулей амплитудных спектров $s(t)$ и $\hat{s}(t)$ Следовательно, уровнеграмма огибающей тождественна уровнеграмме самого сигнала с точностью до постоянного слагаемого 3 дБ на шкале уровней, и все, что говорилось о статистике уровней сигналов ранее, справедливо и для уровней их огибающих Интуитивную кривую, которую в обиходе называют огибающей звукового сигнала, не вскрывая математической связи между нею и самим сигналом, можно описать функцией Стеклова от гиль-

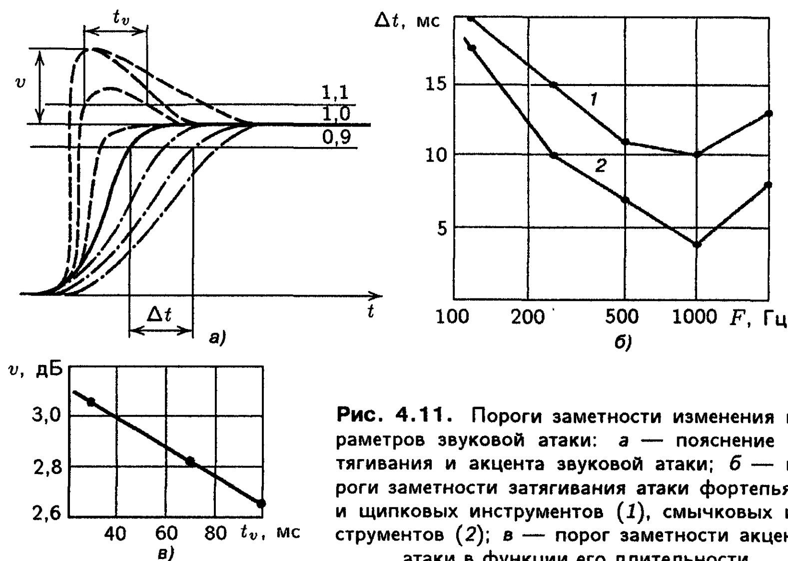



**Рис. 4.11.** Пороги заметности изменения параметров звуковой атаки: *а* — пояснение затягивания и акцента звуковой атаки; *б* — пороги заметности затягивания атаки фортепьяно и щипковых инструментов (*1*), смычковых инструментов (*2*); *в* — порог заметности акцента атаки в функции его длительности

бертовской огибающей

$$S_\Phi(t) = \frac{1}{\tau}\int_{t-\tau}^{t} S(t_1)\,dt_1.$$

Сглаживание огибающей при помощи ФНЧ при ширине временнóго окна $T \approx 10$ мс показано на рис. 4.10 штриховой линией. По форме сглаженной огибающей судят о переходных процессах в акустических сигналах — атаке и затухании звука. Искажение атак в тракте ЗВ ведет к неправильной передаче тембра, а к изменению параметров затухания ухо мало чувствительно.

Чувствительность слуха к изменениям параметров звуковой атаки $v$ и $t_v$ можно видеть из графиков на рис. 4.11, где показаны измеренные Е.Н. Осташевским пороги заметности затягивания атаки в функции частоты основного тона для ряда музыкальных инструментов и порог заметности акцента (выброса) в функции его длительности. Приведенные графики могут послужить основой для суждения о качестве трактов ЗВ при их испытаниях тональными импульсами.

## Контрольные вопросы

1 Опишите методику статистической обработки сигнала для выяснения плотности распределения его мгновенных значений. Что такое интервал однородности, стационарности, эргодичности? Каким условиям должны удовлетворять отрывки сигнала, отобранные в качестве реализаций случайного процесса?

2. Поясните различия между понятиями: мгновенное значение сигнала звукового вещания, уровень, динамический уровень. От каких факторов зависит измеренное значение уровня?



3. Изобразите графически распределение мгновенных значений и уровней сигналов ЗВ во времени. Какими зависимостями они могут быть аппроксимированы?

4. Почему мгновенные значения сигналов в оркестровых и хоровых программах хорошо описываются нормальным законом распределения? Подойдет ли этот закон для описания разговорного шума в аудитории?

5. Что такое уровень сигнала, каковы стандартные нулевые уровни электрических и акустических сигналов? Какова методика обработки уровнеграммы для выяснения функции распределения уровней?

6. Что называется квазиминимальным, средним, квазимаксимальным и номинальным уровнями? Какова длительность наиболее вероятных выбросов?

7. Как определяют динамический диапазон музыкальных и речевых сигналов? Что такое уровень относительной средней мощности? Каковы уровни долговременной и среднеминутной мощности в каналах звукового вещания?

8. Как определить пик-фактор музыки и речи? Каковы средние значения пик-фактора для основных видов вещательных сигналов?

9. Что такое пауза и выброс сигнала ЗВ? Каковы законы распределения длительности выбросов речи и музыки?

10. Определите понятия: текущая, среднеминутная, долговременная мощности, энергетический спектр. Изобразите графически спектры речевых и музыкальных сигналов.

11. Что называют динамическим диапазоном сигнала звукового вещания, электрического канала, такта, звена? Как определяется этот параметр?

12. Почему возникает необходимость сокращения динамического диапазона первичного звукового сигнала? Как эта операция выполняется?

13. Почему с возрастанием динамического диапазона сигнала возрастает его средний уровень?

14. Определите понятия «огибающая» и «мгновенная частота» звукового сигнала. Каковы основные свойства этих функций, что можно сказать о нестационарных фазах сигнала по его сглаженной огибающей?

*Глава 5*

# Акустика студий звукового и телевизионного вещания

## 5.1. Классификация, объем и форма студий

Важнейшей составной частью аппаратно-студийного блока (АСБ) является студия — помещение, специально предназначенное для исполнения речевых и музыкальных фрагментов вещательных программ. Студия — это головное звено системы звукового и телевизионного вещания. Студии для исполнения вещательных программ разных жанров должны обладать неодинаковыми акустическими свойствами. Только в этом случае может быть достигнуто максимально возможное с точки зрения слухового восприятия качество звучания (разумеется, при неизменной структуре самой звуковой системы).

Основные типы студий приведены в табл. 5.1.

Формы крупных радиовещательных и телевизионных студий столь же разнообразны, как и формы больших концертных залов. Их выбирают, исходя из архитектурно-строительных соображений и удобства размещения оркестрантов на сцене (игровой площадке). Эти студии имеют, как правило, места для расположения слушателей.

Студии средних и малых размеров чаще всего имеют форму прямоугольного параллелепипеда, стороны которого — длина $\ell$, ширина $b$, высота $h$ — находятся в соотношении так называемого «золотого сечения»:

$$l/b = b/h \quad \text{при } \ell = b + h. \qquad (5.1)$$

Учитывая, что объем студии $V = \ell b h$, получаем

$$h = 0{,}62\sqrt[3]{V}; \quad b = \sqrt[3]{V}; \quad \ell = 1{,}62\sqrt[3]{V}. \qquad (5.2)$$

Важен правильный выбор высоты студии $h$. Зависимость $h = 0{,}62\sqrt[3]{V}$ хорошо совпадает с данными нормативных документов, которые составлены на основании опыта длительной эксплуатации студий. В больших музыкальных студиях допускается уменьшать высоту $h$ на 10...20 % по сравнению с размером, получаемым из (5.2). Даже в самых крупных студиях ($V > 10000$ м$^3$) высота не должна превышать 14 м. Размещаемые над оркестром звукорассеивающие конструкции следует



Таблица 5.1

Классификация и характеристики студийных помещений

| Наименование студии | Назначение | Оптимальное число исполнителей | Высота, м | Площадь пола, м$^2$ |
|---|---|---|---|---|
| Большая музыкальная | Музыкальные передачи крупных форм (классическая музыка в исполнении больших симфонических оркестров; хоровое пение и т.п.) с возможностью присутствия слушателей | 250 | 13 | 1000 |
| То же, но без слушателей | — | 150 | 12 | 750 |
| Средняя музыкальная | Симфоническая музыка (в исполнении средних по числу исполнителей оркестров) | 40...65 | 8,5...10 | 350...450 |
| | Запись эстрадной и джазовой музыки | 35...60 | 8,5...10 | 350...450 |
| Малая музыкальная | Запись небольших оркестров и хоров | 30...35 | 8,0...8,3 | 250...300 |
| Камерная | Исполнение камерной музыки, для солистов-вокалистов, музыкальных передач малых форм | 10...15 | 6 | 150 |
| Большая литературно-драматическая | Создание и передача радиоспектаклей крупных форм | 20...30 | 6...6,4 | 150...200 |
| Средняя литературно-драматическая | Художественное чтение, небольшие по форме радиоспектакли | 10...15 | 5 | 100 |
| Речевая | Информационные передачи, последние известия | 2...4 | 3,2...3,5 | 26...30 |
| Заглушенная | Создание специальных эффектов при литературно-драматических записях | 6...10 | 4 | 50 |
| Аппаратные | Перезапись фонограмм, запись фрагментов программ для консервации | 1...2 | 3,5 | 30...40 |
| Комната «эха» | Создание эффектов переменной реверберации, изменение «объемности», гулкости и тембральной окраски звучания | | 4,0 | 50 |
| Комната прослушивания | Проведение экспертиз | – | 3,5 | 30...40 |
| Большая телевизионная | Музыкальные, литературно-драматические передачи и съемка с большим числом сценических площадок, со сложным оформлением | 250 | 10...12,5 | 450...600 |

*Окончание табл. 5.1*

| Наименование студии | Назначение | Оптимальное число исполнителей | Высота, м | Площадь пола, м$^2$ |
|---|---|---|---|---|
| Средняя телевизионная | Музыкальные, литературно-драматические передачи и съемки с небольшим числом игровых площадок, с несложным декорационным оформлением | 120 | 8,6 | 300 |
| Малая телевизионная | Музыкальные, драматические передачи малых форм с малым числом (одна-две) сценических площадок с несложным декорационным оборудованием; передачи общественно-политические, научно-познавательные, литературные, демонстрация экспонатов, моделей и т.п. | 30 | 6,5 | 150 |
| Дикторская программная | Показ дикторов или выступающих (средний и крупный планы) | 2...4 | 4,2...4,5 | 60...80 |
| Дикторская кабина телекомментатора | Информационные передачи (без показа диктора) | 1...2 | 2,6...2,8 | 12...15 |

подвешивать на высоте 6...8 м. В студиях небольшого объема выражение (5.2) приводит к недопустимо малой высоте, которая в любом случае не должна быть менее 3 м.

Объем студии $V$ находится в прямой зависимости от максимального числа исполнителей. Удельный объем, приходящийся на одного оркестранта, должен быть не менее 10...18 м$^3$, а на одного слушателя — не менее 10 м$^3$. Площадь пола студии, приходящаяся на одного исполнителя, должна быть не менее 1,8...3 м$^2$. Скученное расположение оркестра дезориентирует музыкантов, затрудняя исполнение и повышая психологическую нагрузку, что приводит к быстрой их утомляемости и потере контроля над качеством исполнения.

В малых помещениях ($V < 150$ м$^3$) — дикторские речевые студии, комнаты прослушивания, аппаратные — площадь пола должна быть не менее 25 м. При этом спектр собственных частот малых помещений должен быть по возможности равномерным.

Кроме микрофонов в студии находятся реквизит для исполнителей, крупногабаритные музыкальные инструменты (например, рояль), стационарные музыкальные инструменты (орган), табло с надписью «Микрофон включен», устройство для телевизионной и громкоговорящей связи с аппаратной В телевизионных студиях дополнительно оборудуют сценические площадки с декорациями Здесь же расположены передающие телевизионные камеры и осветительная аппаратура.



## 5.2. Звуковое поле в помещении. Индекс диффузности

Звуковые волны в закрытых помещениях, многократно отражаясь от его поверхностей, образуют сложное поле колебательного движения частиц воздуха. Законы распределения колебательной скорости частиц воздуха, уровня звукового давления, направлений распространения акустической энергии в закрытых помещениях определяются не только характеристиками источника звука, но также и геометрическими размерами, формой помещения, способностью стен, пола и потолка поглощать акустическую энергию. По этой причине звуковые поля в закрытом помещении и в свободном пространстве существенно отличаются. Например, в свободном поле интенсивность звука есть поток энергии за единицу времени через единицу поверхности в направлении распространения звуковой волны. Для звукового поля в помещении, если поглощение звуковой энергии незначительно, понятие интенсивности в этом своем классическом определении теряет смысл, ибо в каждый момент времени одновременно существуют потоки энергии, распространяющиеся (вследствие наличия отражений) в разных направлениях. Уровни звуковых давлений могут очень сильно меняться от одной точки поля к другой.

Эти изменения существенно отличаются от наблюдаемых в условиях открытого пространства для поля бегущей волны.

Универсальной и удобной в данной ситуации энергетической характеристикой звукового поля является плотность звуковой энергии $\varepsilon$. Она зависит не только от акустической мощности источника звука, но и от акустических свойств помещения.

Звуковое поле помещения в каждой точке пространства можно представить как совокупность волн, приходящих непосредственно от источника по кратчайшему пути (прямой звук), и волн, попадающих в данную точку после одного или нескольких отражений (совокупность отзвуков, образующих реверберационный процесс в помещении). Направления потоков энергии отраженных волн зависят от геометрической формы помещения и степени поглощения акустической энергии границами (поверхностями) помещения.

При изменении соотношения между длиной волны и размерами помещения, акустических свойств и форм отражающих поверхностей характер звукового поля помещения меняется. Если помещение не содержит фокусирующих поверхностей и геометрически симметричных сечений, а размеры помещения значительно больше длины волны и если стены не сильно поглощают звуковую энергию, то через некоторое время при непрерывном действии источника через произвольный элемент объема помещения в каждый момент времени будет проходить большое число отдельных волн, распространяющихся в разных направлениях. В результате звуковое поле будет иметь следующие свойства: 1) все направления потоков энергии этих волн будут равновероятны, 2) плотность звуковой энергии $\varepsilon$ такого поля по всему объему помещения будет по-

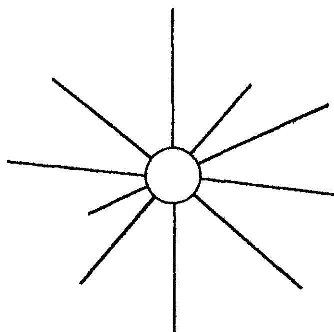


**Рис. 5.1.** К понятию коэффициента или индекса диффузности звукового поля смещения

стоянна. Первое свойство называют *изотропией звукового поля*, а второе — *однородностью.* Звуковое поле изотропное и однородное называют *диффузным.* Для диффузного звукового поля постулируется еще одно важное свойство: все элементарные волны этого поля некогерентны, поэтому в нем отсутствуют устойчивые явления интерференции.

Количественной мерой оценки диффузности звукового поля в помещении является *индекс диффузности.* Экспериментально он может быть найден следующим образом. В помещении возбуждают сигнал переменной частоты (так называемый воющий тон). В исследуемой точке помещения располагают микрофон с острой диаграммой направленности. Сигналы, воспринятые микрофоном от источника звука при его ориентации в пределах телесного угла $0...\pi$ наносят на пространственную диаграмму в полярных координатах и получают систему отрезков, сходящихся в одной точке (рис. 5.1). Длины этих отрезков пропорциональны интенсивности звука, принятого со стороны соответствующего направления $\Omega$, $\Omega + \Delta\Omega$. При этом индекс диффузности

$$i_{\text{д}} = 1 - \frac{m}{m_0}, \tag{5.3}$$

где

$$m = \frac{\Delta I}{I_{\text{ср}}}; \quad \Delta I = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \Delta I_i; \quad I_{\text{ср}} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} I_i. \tag{5.4}$$

Здесь $I_{\text{ср}}$ — средняя интенсивность звука в пределах полного телесного угла; $I_i$ — интенсивность звука для $i$-го направления; $n$ — число взятых направлений; $\Delta I = (I_i - I_{\text{ср}})$ — отклонение интенсивности звука от среднего значения; $m$ — относительное отклонение интенсивности звука, усредненное по всем направлениям; $m_0$ — относительное отклонение интенсивности звука от среднего значения, измеренное в заглушенной камере. При $m = m_0$ (полностью заглушенное помещение), индекс диффузности равен нулю Если $m = 0$, то поле идеально диффузно

Для большого числа залов среднее значение индекса диффузности составляет около 0,65 0,75. С увеличением объема помещения ($V > 10000$ м) индекс диффузности уменьшается. Его увеличивают применением в помещениях разнообразных по форме объемных звукорассеивающих конструкций.



## 5.3. Волновой и статистический методы анализа структуры звукового поля в помещении

Студия представляет собой замкнутый воздушный объем, который, являясь колебательной системой с распределенными параметрами, существенно влияет на временную структуру сигнала источника звука, ощутимо изменяя окраску звучания. Известно, что речь в большом пустом помещении и в жилой комнате звучит по-разному. Звучание оркестра на открытом воздухе гораздо беднее в тембральном отношении, чем в помещении с хорошими акустическими свойствами.

Воздух, заполняющий помещение, имеет определенную упругость и массу, оказывает сопротивление распространяющейся в нем звуковой волне. С позиции волновой теории воздушный объем закрытого помещения рассматривается как сложная многорезонансная колебательная система с распределенными параметрами. При воздействии сигнала, излучаемого источником звука, в воздушном объеме помещения возбуждаются собственные колебания. Спектр собственных частот достаточно просто рассчитать лишь для помещений простых геометрических форм. Например, для помещений в форме прямоугольного параллелепипеда (с идеально жесткими отражающими поверхностями) длиной $\ell$, шириной $b$ и высотой $h$ собственные частоты

$$F_n = \frac{c_{\text{зв}}}{2}\sqrt{\left(\frac{g}{\ell}\right)^2 + \left(\frac{q}{b}\right)^2 + \left(\frac{r}{h}\right)^2},$$

где $g$, $q$, $r$ — целые числа. Каждой тройке этих чисел соответствует одна из собственных частот помещения. Заметим, что значения $g$, $q$, $r$ определяют число стоячих волн, возникающих в помещении в направлениях $\ell$, $b$ и $h$.

В помещениях малого объема $\sqrt[3]{V} < \lambda$, где $\lambda$ — длина волны возбуждающего колебания, спектр собственных частот имеет дискретную структуру (рис. 5.2,*а*), где цифрами сверху здесь показаны повторяющиеся частоты (точнее число раз, которое каждое из них повторяется) Вследствие этого отдельные составляющие спектра возбуждающего колебания усиливаются (подчеркиваются), что сопровождается искажением тембра звучания. Например, частоте 85 Гц соответствуют тройки чисел $g$, $q$ и $r$, соответственно равных 4, 1, 5; 5, 0, 0; 0, 3, 0 и 0, 0, 2. Как видно из рис. 5.2,*а*, лишь в области нижних частот (даже для помещений такого небольшого объема) можно говорить о дискретной структуре спектра собственных частот С повышением частоты этот спектр уплотняется.

Важной характеристикой звукового поля малых помещений является *плотность спектра собственных частот* — число $\Delta n$ в наперед заданном частотном интервале $\Delta F$ (рис 5 2,*б*) Если линейные размеры

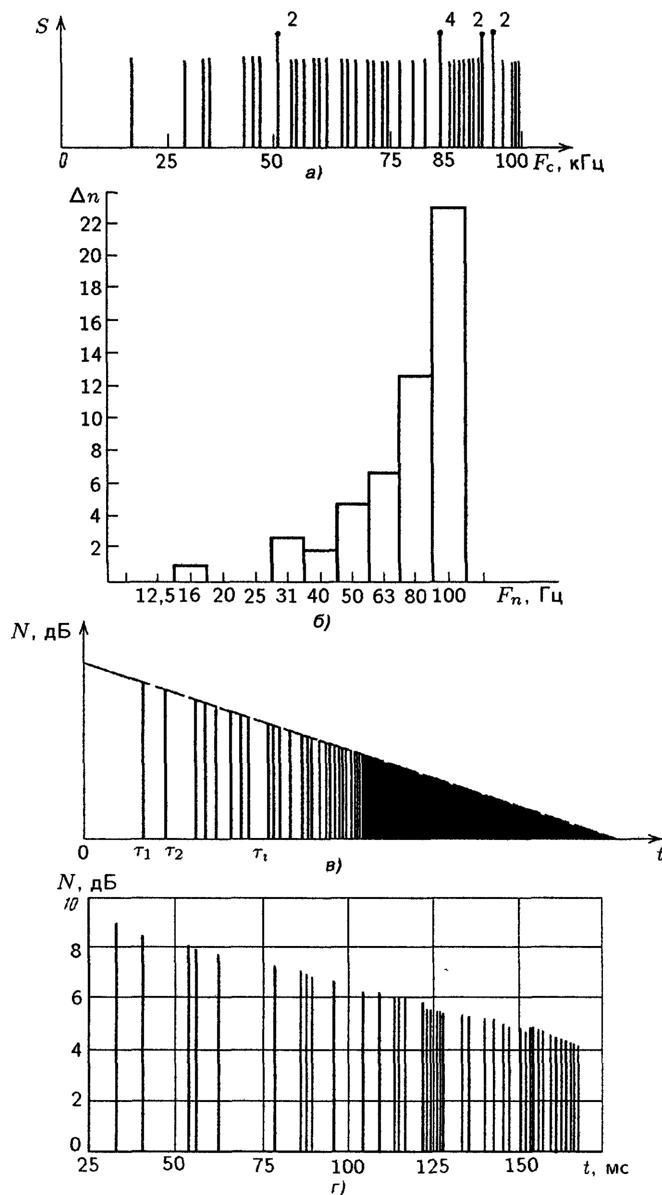



**Рис. 5.2.** Спектр собственных частот (*а*), гистограмма распределения их числа (*б*) при $l = 10$ м, $b = 6$ м, $h = 4$ м, примерная схема временнóй структуры реверберирующего сигнала (*в*) и начальный ее участок (*г*) для помещения в форме параллелепипеда при $l = 40$ м, $b = 25$ м и $h = 8$ м



помещения велики по сравнению с длинами волн, которые соответствуют собственным колебаниям в интервале частот от $F$ до $F + \Delta F$, то значение $\Delta n$ можно оценить по приближенной формуле

$$\Delta n \approx 4\pi V F_0^2 \Delta F / c_{\text{зв}}^2, \tag{5.6}$$

где $F_0$ — средняя частота выделенного частотного интервала $F + \Delta F$; $c_{\text{зв}}$ — скорость звука. При этом средний интервал между смежными собственными частотами в области частот от $F$ до $F + \Delta F$

$$\Delta F_{\text{ср}} = \Delta F / \Delta n = c_{\text{зв}}^3 / (4\pi V F_0^2). \tag{5.7}$$

Он обратно пропорционален объему помещения и очень быстро убывает в сторону высоких частот. Общее число собственных частот в интервале от 0 до $F$ может быть найдено из формулы

$$n = \frac{4\pi}{3c_{\text{зв}}^3} V F^3 + \frac{\pi}{4c_{\text{зв}}^2} S F^2 + \frac{L}{8c_{\text{зв}}} F, \tag{5.8}$$

где $L = 4(l + b + h)$; $S = 2(lb + lh + bh)$; $V$ — объем помещения, м$^3$. При $\sqrt[3]{V} > \lambda$ плотность спектра собственных частот помещения настолько велика, что частота возбуждающего колебания практически не отличается по величине от частоты собственного колебания. Поэтому усиления отдельных компонент спектра сигнала за счет резонансов воздушного объема помещения не происходит. Обычно наблюдающаяся неравномерность частотных характеристик помещений объемом свыше 100 м$^3$ объясняется не резонансными явлениями на собственных частотах, а взаимодействием многочисленных собственных колебаний, которые из-за случайности фазовых соотношений усиливаются или ослабляются. Средний интервал между соседними максимумами частотной характеристики помещения может быть найден из следующей приближенной формулы: $\Delta F = 4/T$, где $T$ — время реверберации помещения, с.

Собственное колебание (или их совокупность), являясь откликом помещения на возбуждение, не может затухнуть мгновенно. Отклик (отзвук) проявляется на любой частоте возбуждающего колебания Процесс затухания колебаний в помещении также происходит на собственных частотах с постоянной времени, определяемой затуханием на каждой из собственных частот. Эти постоянные затухания на каждой из собственных частот обычно настолько близки, что можно использовать их среднее значение. Сам процесс затухания звуковой энергии в помещении описывается экспоненциальной функцией вида

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 \mathrm{e}^{-\delta t} \quad \text{для} \quad t > 0, \tag{5.9}$$

где $\varepsilon_0$ и $\varepsilon(t)$ — соответственно установившаяся и изменяющаяся во времени плотность звуковой энергии в помещении; $\delta$ — среднее значение постоянной затухания; $t$ — текущее время.

Из волновой теории акустики помещения следует, что процессу за-

ционными явлениями. Иными словами, каждый элемент (отрезок) временно́й структуры сигнала возбуждает постепенно затухающий отзвук. Совокупность отзвуков образует своего рода звуковой фон, на котором слушатель должен воспринимать все новые и новые элементы быстро изменяющейся временно́й структуры сигнала. Этот фон, являясь многократным повторением каждого отрезка сигнала, увеличивает время его слухового восприятия и характеризует собственно помещение, где происходит исполнение программы. Оба фактора — структура спектра собственных частот и быстрота затухания отзвука помещения — по-разному влияют на слуховое восприятие.

В тех случаях, когда объем помещения достаточно велик ($\sqrt[3]{V} > \lambda$, а это условие обычно выполняется на практике) и можно не считаться с дискретностью спектра собственных частот помещения, к анализу временно́й структуры звукового поля можно подойти с позиций геометрической акустики. Поле в каждой точке помещения можно рассматривать как результат наложения на сигнал прямой звуковой волны, поступающей от исполнителя по кратчайшему пути (прямой звук), значительного числа запаздывающих повторений, обусловленных отраженными звуковыми волнами (отзвуками), претерпевшими разное число отражений от поверхностей помещения. Вследствие поглощения звуковой энергии при отражениях запаздывающие повторения имеют меньший уровень, чем первичный сигнал. В среднем уровень этих повторений убывает с ростом времени запаздывания, так как сигналы с большей задержкой претерпевают, как правило, и большее число отражений, следовательно, больше ослабляются. Совокупность этих отраженных звуков образует реверберационный процесс помещения, существенно изменяющий окраску звучания. Примерная временна́я структура реверберирующего сигнала в помещении показана на рис. 5.2,*в*. Она получена в предположении экспоненциального затухания. В логарифмическом масштабе эта зависимость выражается прямой линией. Начальный участок временно́й структуры отражений, рассчитанный для прямоугольного помещения размером 40×25×8 м показан на рис. 5.2,*г*. Он получен в предположении, что сигналы ослабляются при отражении от стен и, кроме того, вследствие сферичности фронта волны интенсивность волны изменяется обратно пропорционально квадрату расстояния от источника звука до точки наблюдения

Для помещения в форме прямоугольного параллелепипеда число повторений, приходящих в точку приема за время от $t$ до $t + \Delta t$,

$$\Delta n = 4\pi c_{\text{зв}}^3 t^2 \Delta t / V, \tag{5.10}$$

а средний интервал между следующими друг за другом отзвуками в промежутке $\Delta t$

$$\delta t_{\text{ср}} = V/(4\pi c_{\text{зв}}^3 t^2). \tag{5.11}$$

Если в начальной стадии процесса отзвука (см рис 5 2,*в*) структура реверберирующего сигнала дискретна, то в завершающей части реверберации запаздывающие сигналы образуют настолько плотную последовательность, что их можно считать сливающимися друг с другом.



Важнейшей особенностью реверберационного процесса в помещении является его пространственность — отзвуки приходят в точку наблюдения с разных направлений. Однако в диффузном звуковом поле при стационарно работающем источнике звука количество звуковой энергии, поступающей с разных направлений, одинаково. Все же случаи, когда звуковое поле в помещении является идеально диффузным, встречаются довольно редко.

## 5.4. Статистическое представление о звуковых процессах в помещении

**Поглощение звуковой энергии в помещении.** Падая на поверхность (рис. 5.3), звуковая волна частично отражается от нее, частично поглощается материалом поверхности, переходя в тепловую энергию, частично может уйти за пределы помещения.

Процессы преломления звуковой волны в поверхности подчиняются законам геометрической акустики. При этом энергия, оставшаяся в помещении после отражения звуковой волны, характеризуется ***коэффициентом отражения*** $\beta$, энергия, теряемая в помещении после отражения, — ***коэффициентом звукопоглощения*** $\alpha$, энергия звуковой волны, прошедшая сквозь поверхность, — ***коэффициентом звукопроводности*** $\gamma$:

$$\alpha = E_{\text{погл}}/E_{\text{пад}}; \quad \beta = E_{\text{отр}}/E_{\text{пад}}; \quad \gamma = E_{\text{пр}}/E_{\text{пад}}, \tag{5.12}$$

где $E_{\text{пад}}$ — энергия звука, падающая на поверхность; $E_{\text{отр}}$ — энергия звука, отраженного от поверхности; $E_{\text{пр}}$ — энергия звуковой волны, прошедшей сквозь поверхность в соседнее помещение; $E_{\text{погл}}$ — энергия звуковой волны, теряемая в помещении при отражении Очевидно, что $\alpha + \beta = 1$, так как $E_{\text{погл}} + E_{\text{отр}} = E_{\text{пад}}$. Значения коэффициентов $\alpha$, $\beta$ и $\gamma$ зависят от материала и конструктивных особенностей поверхности, частоты и угла $\varphi_i$ падения звуковой волны на преграды

Значения коэффициентов звукопоглощения $\alpha$, приводимые в справочниках, получены в диффузном звуковом поле. В этом случае коэффициент звукопоглощения является средним значением совокупности всех его возможных значений:

$$\alpha = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} \alpha_i(\varphi_i), \tag{5.13}$$

где $\alpha_i(\varphi_i)$ — коэффициент звукопоглощения при угле падения звуковой волны $\varphi_i$

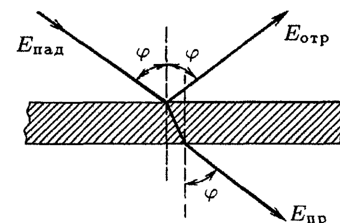



**Рис. 5.3.** Диаграмма, поясняющая процессы отражения и преломления звуковой волны, падающей на преграду

Таблица 5.2

| Наименование студии | Значение $\alpha_{доб}$, Гц | | |
|---|---|---|---|
| | 125 | 250 | 500...2000 |
| Средняя музыкальная, малая музыкальная, камерная | 0,075 | 0,06 | 0,03 |
| Большая музыкальная | 0,09 | 0,075 | 0,04 |

Поверхности пустого помещения, обработанные разными материалами с коэффициентами звукопоглощения $\alpha_1$, $\alpha_2, \ldots, \alpha_n$ при площади поверхности каждого из них соответственно равной $S_1, S_2, \ldots, S_n$ образуют общий фонд звукопоглощения

$$A_0 = \alpha_1 S_1 + \alpha_2 S_2 + \ldots + \alpha_n S_n = \sum \alpha_n S_n. \qquad (5.14)$$

Здесь $S_1 + S_2 + \ldots + S_n = S$ — суммарная площадь всех поверхностей помещения.

Дополнительный фонд звукопоглощения помещения образуют люди, предметы обстановки (в отношении которых трудно оценить занимаемую ими площадь). Если известны общее число единиц звукопоглощения для каждого такого объекта $(A_1, A_2, \ldots, A_k)$ и их количество в помещении $\lambda_1$, $\lambda_2, \ldots, \lambda_k$, то дополнительный фонд звукопоглощения равен $\sum A_k \Lambda_k$.

Экспериментальные оценки акустических параметров студий и залов многоцелевого назначения показали, что, кроме основного и дополнительного фондов звукопоглощения необходимо учитывать еще и так называемый добавочный фонд звукопоглощения $A_{доб} = \alpha_{доб} S$, где $\alpha_{доб}$ — коэффициент добавочного звукопоглощения, учитывающий проникновение звуковых волн в различные щели и отверстия помещения, колебания разнообразных гибких элементов, поглощение звука осветительной арматурой и т.п. Значения $\alpha_{доб}$ зависят от частоты (табл. 5.2).

Заметим, что если при проектировании студий не учитывается добавочный фонд звукопоглощения, то время реверберации в области нижних частот часто оказывается много меньше расчетного.

Общее звукопоглощение в помещении

$$A = \sum \alpha_n S_n + \sum A_k \Lambda_k + \alpha_{доб} S, \qquad (5.14а)$$

где $A$, $a_n S_n$, $A_k$, $\alpha_{доб} S$ выражены в единицах звукопоглощения. Под единицей звукопоглощения понимается поглощательная способность 1 м$^2$ условного материала, имеющего $\alpha = 1$ $(\beta = 0)$, т.е. полностью поглощающего падающую на эту поверхность звуковую энергию

Среднее значение коэффициента звукопоглощения $\alpha$ для помещения (5.14)

$$\alpha_{ср} = A/S \qquad (5.15)$$

соответствует условному материалу, которым можно было бы обрабо-



тать поверхности помещения, обеспечив поглощение звуковой энергии, свойственное данному конкретному помещению, поверхности которого обработаны разнородными материалами. Иными словами, среднее значение коэффициента звукопоглощения представляет собой величину, учитывающую разнообразие углов падения звуковых волн на отражающую поверхность, различие поглощающих свойств материалов, которыми обработаны поверхности помещения, наличие в последнем звукопоглощающих предметов.

**Средняя длина и среднее время пробега звуковой волны в помещении.** Путь звуковой волны (рис. 5.4,*а*), многократно отразившейся от поверхностей помещения можно представить в виде ломаной линии, составленной из отрезков $\ell_1, \ell_2, \ldots, \ell_m$. Длина каждого такого отрезка соответствует свободному пути, пройденному звуковой волной между двумя соседними отражениями.

Если значения $\ell_1, \ell_2, \ldots, \ell_m$ известны, то среднюю длину свободного пробега звуковой волны можно найти как

$$\ell_{ср} = \frac{\ell_1 + \ell_2 + \ldots + \ell_m}{m} = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m} \ell_i. \qquad (5.16)$$

Очевидно, что длины отрезков $\ell_1, \ell_2, \ldots, \ell_m$ зависят от формы и размеров помещения, от местоположения источника звука 1 и микрофона $M$ (рис. 5.4,*а*). Вычисление $\ell_{ср}$ по формуле (5.16) встречает ряд трудностей. Во избежание их предположим, что звуковая волна распространяется между парой параллельно расположенных ограждающих поверхностей помещения (рис. 5.4,*б*). Длина свободного пробега звуковой волны, многократно отражающейся от пары взаимно параллельных ограждающих поверхностей помещения, пропорциональна расстоянию между ними ($l$, $h$ или $b$) и определяется одним из равенств

$$\ell_1 = k_1 \ell; \quad \ell_2 = k_2 h; \quad \ell_3 = k_3 b. \qquad (5.17)$$

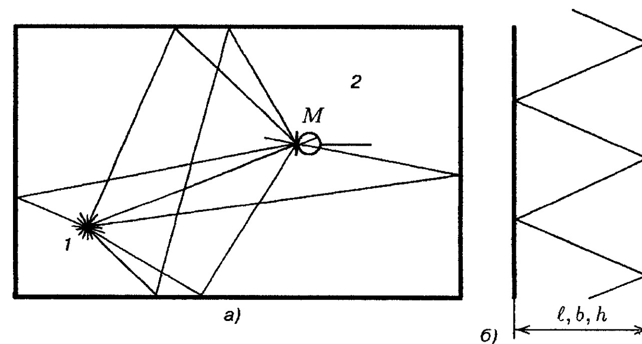



**Рис. 5.4.** Распространение звуковой волны в помещении (*а*) и отражение звуковой волны от пары взаимно параллельных поверхностей (*б*)

Число отражений звуковой волны от каждой пары таких взаимно параллельных поверхностей в единицу времени соответственно будет

$$n_1 = c_{зв}/k_1\ell; \quad n_2 = c_{зв}/k_2h; \quad n_3 = c_{зв}/k_3b, \tag{5.18}$$

где $c_{зв}$ — скорость звука.

Величину $\ell_{ср}$ можно найти как отношение пути, пройденного звуковой волной в единицу времени ($c_{зв}$), к общему числу отражений за это время $(n_1 + n_2 + n_3)$ от всех поверхностей помещения: $\ell_{ср} = c_{зв}/(n_1 + n_2 + n_3)$. Расчеты показывают, что для разных объемов коэффициенты $k_1$, $k_2, k_3$ мало отличаются друг от друга и близки к 2. С учетом этого

$$\ell_{ср} = 4V/S. \tag{5.19}$$

Из (5.19) следует, что наибольшая длина среднего пробега звуковой волны будет свойственна шару, который, как известно, имеет наибольший объем $V$ при наименьшей площади $S$, ограничивающей это тело поверхности. При $V = \text{const}$ для тел любой другой формы, включая и параллелепипед, $\ell_{ср}$ будет меньше.

Среднее время свободного пробега звуковой волны

$$t_{ср} = \ell_{ср}/c_{зв} = 4V/(c_{зв}S). \tag{5.20}$$

Среднее число отражений звуковой волны от поверхностей помещения в единицу времени

$$n_{ср} = 1/t_{ср} = c_{зв}S/4V. \tag{5.21}$$

## 5.5. Структура и слуховое восприятие реверберационного процесса в помещении

Аналитически реверберирующий сигнал $s(t)$ можно представить в виде

$$s(t) = \sum_{i=0}^{n} a_i x(t - \tau_i), \tag{5.22}$$

где $\alpha_i$ и $\tau_i$ — соответственно амплитуда и время запаздывания $i$-го отзвука (для сигнала прямого звука $i = 0$), $x(t)$ — временна́я функция сигнала, излучаемого источником звуковых колебаний.

Типичная картина реверберационного процесса для помещения любой формы изображена на рис. 5.5,*а*. По оси ординат отложены уровни $N$ сигналов прямого звука и отзвуков, по оси абсцисс — время их поступления в точку приема звука. В начальной стадии временна́я структура реверберационного процесса дискретна. С увеличением времени запаздывания отраженных сигналов их количество возрастает, а временны́е интервалы между ними уменьшаются Уровень отзвуков с течением



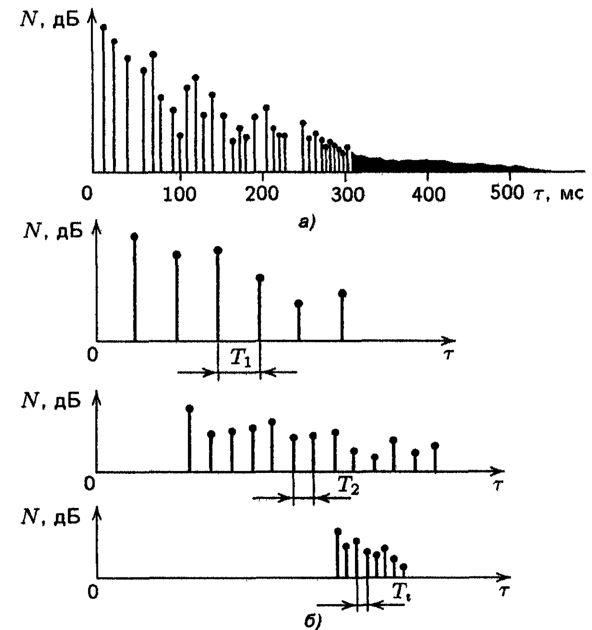



**Рис. 5.5.** Уточненная временная структура реверберационного процесса в помещении (*а*) и содержащиеся в нем группы периодически следующих отзвуков (*б*)

времени постепенно уменьшается. Данный процесс имеет флуктуационный характер. Этот начальный участок реверберационного процесса несет информацию о геометрических размерах помещения, его объеме, определяет такую важную особенность восприятия, как пространственность звучания, а также свойственную помещению специфическую окраску звучания. Завершающий участок реверберационного процесса характеризуется поступлением в каждый момент времени достаточно большого числа отраженных сигналов. Он определяет свойственную помещению гулкость звучания.

Заметим, что достаточно полного «перемешивания» отражений можно ожидать не ранее, как через 100 мс, а в больших помещениях — и через 200 мс. Звуковое поле в помещении приближается к диффузному не раньше указанного промежутка времени. В этой связи можно говорить о динамической диффузности звукового поля в помещении, возрастающей к завершающей части временно́й структуры реверберационного процесса. Лишь после этого момента может наблюдаться подчиняющийся статистическим законам экспоненциальный спад энергии реверберирующего звука.

Между сигналом прямого звука и завершающим участком реверберационного процесса располагаются ранние отражения. Их интенсивность, направления прихода к слушателю, время запаздывания по от-

ношению к сигналу прямого звука определяют плохие и хорошие места в зале. Картина ранних отражений индивидуальна для каждого слушательского места. Заметим (за исключением крайних случаев), что слушатель концерта или оперы воспринимает лишь от 5 до 20 % общей энергии в виде прямого звука, 10 % энергии приходится на завершающий участок реверберационного процесса. Остальное, примерно 70...80 %, — это энергия дискретных отражений. Многие авторы утверждают, что начальная часть реверберационного процесса гораздо важнее для субъективного восприятия, чем завершающий его участок, когда процесс формирования структуры поля уже завершился и начинается спад энергии по экспоненциальному закону.

В дискретной части реверберационного процесса следует различать условно ранние и поздние отражения. Граница между ними лежит вблизи 50 мс для речи и 80 мс для музыки. Многочисленными экспериментальными наблюдениями отмечена важная роль первых (ранних) дискретных отражений в создании эффекта пространственного восприятия звучаний речи и музыки. При звучании музыки максимальный эффект пространственности и прозрачности звучания достигается, если первое отражение запаздывает по отношению к сигналу прямого звука примерно на 20...30 мс, а первые три запаздывающих сигнала размещаются в интервале 45...75 мс. При звучании речи высокая разборчивость достигается, если первый запаздывающий сигнал приходит не позже 10...15 мс после сигнала прямого звука, а первые три отражения — в интервале 25...35 мс. Увеличение времени запаздывания первого отражения усиливает и здесь эффект пространственности звучания, но при этом, как правило, снижается разборчивость. Отсутствие участка дискретных отражений приводит к ощутимому ухудшению качества звучания. Можно сказать, что самые ранние отражения повышают разборчивость и прозрачность, а более поздние — пространственное впечатление. Первый запаздывающий сигнал, как правило, приходит, отразившись от потолка. Отражения от боковых стен, приходящие в интервале времени от 25 до 80 мс, могут одновременно повышать как прозрачность, так и пространственное впечатление. Пространственность прихода ранних отражений — очень важная особенность дискретного участка реверберационного процесса в помещении

Влияние помещения достаточно полно характеризуется его импульсным откликом

$$h_0(\tau) = \sum_{i=0}^{n} a_i \lambda(\tau_i - \tau)\delta(\tau - \tau_i), \qquad (5.23)$$

где $a_i$ и $\tau_i$ — соответственно амплитуда и время запаздывания сигнала $i$-го отзвука; $\tau$ — текущее время реверберационного процесса; $\delta(\tau - \tau_i)$ — дельта-функция;

$$\lambda(\tau_i - \tau) = \begin{cases} (1/T)\exp[-(\tau_i - \tau)/T] & \text{при } \tau \leqslant \tau_i; \\ 0 & \text{при } \tau > \tau_i \end{cases} \qquad (5.24)$$



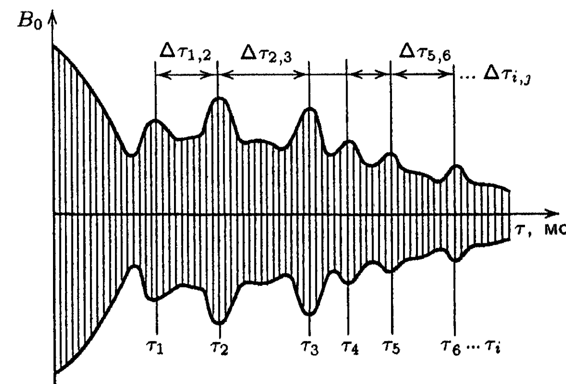



**Рис. 5.6.** Кратковременная функция корреляции реверберирующего сигнала

— весовая функция, учитывающая «память» слуха; $T$ — остоянная времени слуха, характеризующая интервал времени, в течение которого слуховое ощущение уровня громкости уменьшится на 8...10 фон, считая с момента выключения источника звука. По некоторым данным $T$ = 150...200 мс. Наглядное представление о временно́й структуре импульсного отклика помещения $h_0(t)$ дает его кратковременная корреляционная функция

$$B_0(\tau) = \sum_{i=0}^{n}\sum_{j=0}^{n} a_i a_j \lambda(\tau_i - \tau)\lambda(\tau_j - \tau)\delta(\tau - \Delta\tau_{i,j}) \text{ при } \tau_i < \tau \text{ и } \tau_j < \tau. \qquad (5.25)$$

Здесь $\alpha_i$ и $\alpha_j$ — амплитуды $i$-го и $j$-го отзвуков; $\tau_i$, и $\tau_j$ — их времена запаздывания; $\tau$ — текущее время реверберационного процесса; $\lambda(\tau_i - \tau)$ и $\lambda(\tau_j - \tau)$ — весовые функции (5.24), характеризующие «память» слуха; $\delta(\tau - \Delta\tau_{i,j})$ — дельта-функция, где $\Delta\tau_{i,j} = \tau_j - \tau_i$.

Кратковременная функция корреляции $B_0(\tau)$ (рис. 5.6) импульсного отклика помещения содержит множество энергетических пиков, отличающихся как по уровню, так и по расположению их на временно́й оси $\tau$. Все это позволяет рассматривать реверберационный процесс как совокупность (сумму) апериодических отражений и групп периодически следующих отзвуков (см. рис. 5.5,*б*), каждая из которых имеет различный период следования $T_i$ и неодинаковое расположение на оси $\tau$. Отзвуки, приходящие апериодически, образуют так называемый реверберационный фон (плавно спадающий по уровню) и воспринимаются слитно.

Энергетические пики кратковременной функции корреляции образуют (при слуховом восприятии реверберационного процесса) отзвуки высокого уровня, несущие информацию об акустических свойствах помещения. Если разница по времени поступления к слушателю соседних пиков кратковременной корреляционной функции (см. рис. 5.6) $\Delta\tau_{1,2}$; $\Delta\tau_{2,3}$, ...; $\Delta\tau_{i,j}$ меньше порогового значения $\Delta\tau_{\text{пор}}$, то эти отзвуки вы-

сокого уровня воспринимаются слитно. При $\Delta\tau_{i,j} > \Delta\tau_{\text{пор}}$ они воспринимаются раздельно. В реальных условиях это условие выполняется достаточно часто. Отсюда следует, что при окончательной обработке реверберирующего сигнала в высших нервных центрах, т.е. при его превращении в ощущения, образуется ряд раздельно воспринимаемых звуковых образов. Об этом свидетельствует и тот факт, что временны́е параметры слуха, зависящие от того, о чем идет речь: об интегрировании слухового ощущения, различении двух сигналов, маскировке, существенно меньше длительности реверберационного процесса помещения (0,8...2,0с). Подробнее это явление рассмотрено в гл. 9 при описании особенностей слухового восприятия реверберирующих сигналов стереопары.

## 5.6. Статистическая теория акустических процессов в помещениях

**Общие сведения.** Представление о диффузном звуковом поле и связанная с ним возможность использования средних значений $\alpha$, $t_{cp}$ и $N_{\text{ср}}$ позволяет достаточно просто получить выражения, описывающие процессы нарастания звуковой энергии в помещении после включения источника звука и ее постепенного поглощения после выключения источника. Заметим, что универсальной энергетической характеристикой звукового поля является плотность звуковой энергии $\varepsilon = E/V$ или $\varepsilon = I_{\text{зв}}/c_{\text{зв}}$, где $E$ и $I_{\text{зв}}$ — соответственно энергия и интенсивность звуковой волны; $V$ и $c_{\text{зв}}$ — объем помещения и скорость распространения звуковой волны.

**Процесс нарастания звуковой энергии в помещении.** Предположим, что в момент $t = 0$ в помещении начал работать источник звука с акустической мощностью $P_{\text{а}}$. Пусть поглощение энергии в помещении, возникающее при отражении звуковых волн от поверхности преград, происходит через интервалы времени $t_{cp}$ — среднее время свободного пробега звуковой волны в помещении. За это время источник звука отдаст в помещение энергию $E(t_{cp}) = P_{\text{а}}t_{\text{ср}}$. В момент $t = t_{cp}$ произойдет акт поглощения части энергии поверхностями помещения и останется лишь часть ее $P_{\text{а}}t_{\text{ср}}\beta$. К моменту $t = 2t_{cp}$ к оставшейся части энергии добавится энергия, излученная источником звука за интервал времени от $t = t_{cp}$ до $t = 2t_{cp}$ т.е. опять-таки $P_a t_{cp}$, и энергия, запасенная в помещении,

$$E(2t_{\text{ср}}) = P_{\text{а}}t_{\text{ср}}\beta + P_{\text{а}}t_{\text{ср}} = P_{\text{а}}t_{\text{ср}}(1+\beta). \qquad (5.26)$$

Продолжая рассуждать аналогичным образом, нетрудно убедиться в том, что в момент $t = nt_{\text{ср}}$ в помещении, очевидно, будет запасена энергия

$$\begin{aligned} E(nt_{\text{ср}}) &= P_{\text{а}}t_{\text{ср}}(1+\beta+\beta^2+\ldots+\beta^{n-1}) = \\ &= P_{\text{а}}t_{\text{ср}}[1+(1-\alpha)+(1-\alpha)^2+\ldots+(1-\alpha)^{n-1})] = \\ &= P_{\text{а}}t_{\text{ср}}[1-(1-\alpha)^n]/\alpha. \end{aligned} \qquad (5.27)$$



Если принять во внимание, что $n = (t/t_{\text{ср}}) = 4Vt/(c_{\text{зв}}S)$ и, кроме того, справедливо тождество $(1-\alpha)^n = \exp[n\ln(1-\alpha)]$, то (5.27) можно легко преобразовать к виду

$$E(t) = \frac{4P_{\text{а}}V}{c_{\text{зв}}\alpha S}\left[1 - \exp\left(\frac{c_{\text{зв}}S\ln(1-\alpha)}{4V}t\right)\right]. \qquad (5.28)$$

Учитывая, что универсальной энергетической характеристикой звукового поля в помещении является плотность звуковой энергии, окончательно запишем

$$\varepsilon(t) = \frac{E(t)}{V} = \frac{4P_{\text{а}}}{c_{\text{зв}}\alpha S}\left[1 - \exp\left(\frac{c_{\text{зв}}S\ln(1-\alpha)}{4V}t\right)\right]. \qquad (5.29)$$

Напомним, что $\alpha S = A$ — общее поглощение звуковой энергии в помещении. Коэффициент звукопоглощения $\alpha < 1$, поэтому $\ln(1-\alpha) <$ $< 0$, показатель степени имеет отрицательный знак и при $t \to \infty$ второй сомножитель стремится к нулю. Поэтому в установившемся режиме

$$\varepsilon_0 = 4P_{\text{а}}/(c_{\text{зв}}\alpha S). \qquad (5.30)$$

Величина $\varepsilon_0$ называется *установившейся плотностью звуковой энергии в помещении.* В установившемся режиме мощность, поглощаемая поверхностями помещения, равна мощности, излучаемой источником звука.

Заметим, что если $\alpha \leqslant 0{,}2$, то справедливо соотношение $-\ln(1-$ $-\alpha) = \alpha$ и тогда (5.29) можно упростить:

$$\varepsilon(t) = \frac{4P_{\text{а}}}{c_{\text{зв}}\alpha S}\left[1 - \exp\left(-\frac{c_{\text{зв}}\alpha S}{4V}t\right)\right]. \qquad (5.31)$$

Из (5.29) следует, что в диффузном звуковом поле процесс нарастания плотности звуковой энергии в помещении происходит по экспоненциальному закону (теоретическая зависимость *1* на рис. 5.7,*а*). При этом нарастание звуковой энергии ускоряется при увеличении модуля показателя степени при экспоненте, т.е. при увеличении коэффициента звукопоглощения $\alpha$ и отношения $S/V$, зависящего от формы и размеров помещения. Очевидно, что установившаяся в помещении плотность звуковой энергии $\varepsilon_0$ (5.30) растет с увеличением мощности источника звука $P_{\text{а}}$ и падает с увеличением общего звукопоглощения $A = \alpha S$.

В реальных условиях звуковое поле в помещении не может считаться строго диффузным и процессу нарастания звуковой энергии в помещении свойственны флуктуации (зависимость *2* на рис. 5.7,*а*).

**Процесс спада звуковой энергии в помещении.** Пусть в помещении установилась плотность звуковой энергии $\varepsilon_0$ Выключим источник звука и с этого момента будем отсчитывать текущее время $t$. Допустим, что акты поглощения звуковой энергии в помещении, как и ранее, происходят через интервалы времени $t_{\text{ср}}$ (5 20) После первого

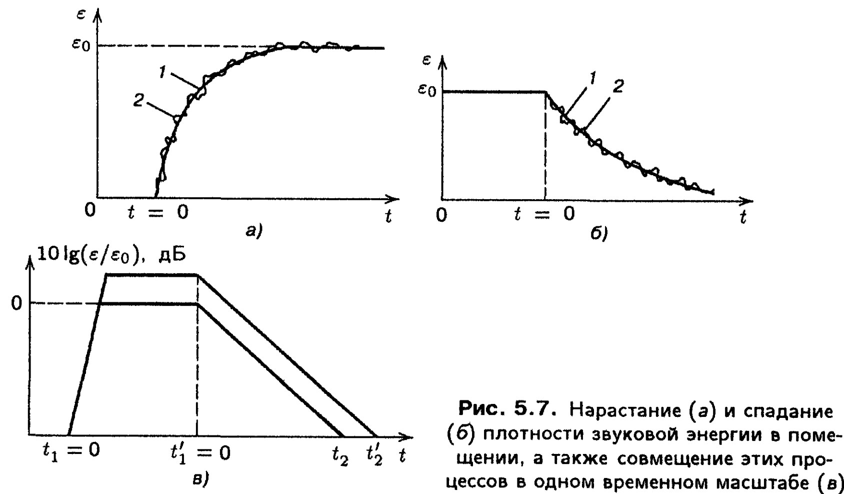



**Рис. 5.7.** Нарастание (*а*) и спадание (*б*) плотности звуковой энергии в помещении, а также совмещение этих процессов в одном временном масштабе (*в*)

акта поглощения в момент $t = t_{cp}$ плотность звуковой энергии в помещении $\varepsilon(t_{cp}) = \varepsilon_0(1-\alpha)$. После второго акта поглощения в момент $t = 2t_{\text{ср}}$ плотность энергии $\varepsilon(2t_{\text{ср}}) = \varepsilon(t_{cp})(1-\alpha) = \varepsilon_0(1-\alpha)^2$. Соответственно после $n$-го акта поглощения звуковой энергии в помещении ее оставшаяся часть в момент $t = nt_{\text{ср}}$ составит

$$\varepsilon(nt_{\text{ср}}) = \varepsilon_0(1-\alpha)^n. \tag{5.32}$$

Выполняя те же преобразования, что и ранее (учитывая тождество $(1-\alpha)^n = \exp[n\ln(1-\alpha)]$) и тот факт, что $n = t/t_{\text{ср}} = c_{\text{зв}}St/4V$, окончательно найдем

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 \exp[n\ln(1-\alpha)] = \varepsilon_0 \exp\left[\frac{c_{\text{зв}}S\ln(1-\alpha)}{4V}t\right]. \tag{5.33}$$

Заметим, что при коэффициенте звукопоглощения $\alpha \leqslant 0{,}2$ можно воспользоваться равенством $-\ln(1-\alpha) = \alpha$ и упростить полученное выражение:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 \exp\left(-\frac{c_{\text{зв}}\alpha S}{4V}t\right). \tag{5.34}$$

Процесс спадания звуковой энергии в помещении [см. (5.33) и (5.34)] также отображается экспоненциальной зависимостью (*1* на рис. 5.7,*б*) и зависит от общего звукопоглощения $A = \alpha S$ и объема $V$ помещения. Этот процесс тем короче, чем больше $A$ и чем меньше $V$. Процесс затухания звука в реальных омещениях носит флуктуационный характер (*2* на рис. 5.7,*б*), т.е имеются отклонения от теоретической зависимости как в ту, так и в другую сторону.

**Реверберация. Поглощение звука в воздушной среде помещения.** На рис 5.7,*в* изображены процессы нарастания и спадания звуковой энергии в помещении в одном временно́м масштабе. Здесь по оси ординат отложен логарифм относительного изменения плотности звуковой энергии $\lg(\varepsilon/\varepsilon_0)$ как величины, более точно отражающей реакцию слуха на звуковое воздействие, а по оси абсцисс отложено текущее время $t$. Из рассмотрения этой зависимости, где момент $t_1$ соответствует включению источника звука в помещении, а $t'_1$ — его выключению, видно, что процесс нарастания плотности звуковой энергии в помещении происходит очень быстро и поэтому незаметен на слух. Процесс спадания звуковой энергии, называемый *реверберацией*, протекает медленно, заметен на слух и играет важную роль в слуховом восприятии.

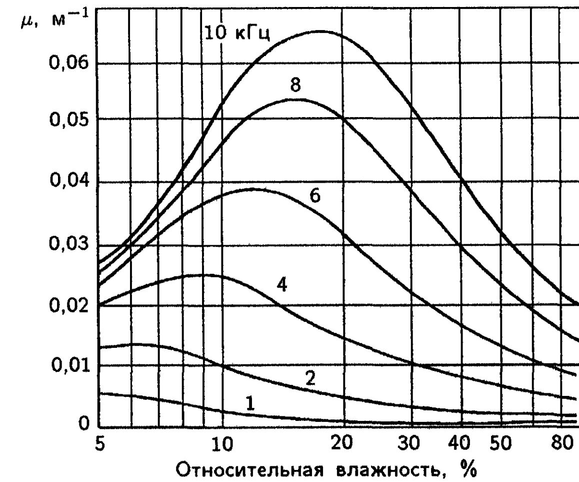



**Рис. 5.8.** Зависимости коэффициента затухания звука в воздухе от относительной влажности и частоты (по данным Э. Ивенса и Э. Безли)

Звуковая энергия поглощается не только поверхностями преград помещения, но и воздушной средой. Эти дополнительные потери обусловлены вязкостью и теплопроводностью воздуха, а также молекулярным поглощением. Поглощение звука в воздухе определяется пробегом звуковой волны и достаточно точно может быть описано экспоненциальной функцией вида

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \exp(-\mu\ell), \tag{5.35}$$

где $\ell = c_{\text{зв}}t$, а $\mu$ — коэффициент затухания, равный обратному значению того пути $\ell$, на котором плотность звуковой энергии уменьшается в е раз. Значение $\mu$ зависит от плотности $\rho_0$ и вязкости $\eta$ воздуха, а также от температуры, влажности воздуха и частоты $F$ (рис. 5.8):

$$\mu = 52{,}5\frac{F^2}{c_{\text{зв}}\rho_0}\eta. \tag{5.36}$$

С учетом поглощения звука в воздухе выражение (5.33), описывающее процесс реверберации звука в закрытом помещении, можно представить в виде

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 \exp(-\mu\ell) \exp\left[\frac{c_{\text{зв}} S \ln(1-\alpha)}{4V} t\right] =$$
$$= \varepsilon_0 \exp\left[\frac{S \ln(1-\alpha) - 4\mu V}{4V} c_{\text{зв}} t\right]. \tag{5.37}$$

Заметим, что при одной и той же акустической мощности источника звука длительность процесса реверберации на низких и средних частотах почти не зависит от звукопоглощения воздушной среды, ибо значение коэффициента $\mu$ мало. В области верхних частот длительность процесса реверберации уменьшается тем значительнее, чем выше частота. Вообще говоря, чем больше объем помещения, тем больше средняя длина свободного пробега звуковой волны (5.19), тем на более низких частотах начинает сказываться поглощение звука в воздушной среде.

## 5.7. Основные критерии оценки акустического качества помещений

**Стандартное время реверберации.** Из (5.30) видно, что установившаяся плотность звуковой энергии в помещении зависит от акустической мощности $P_{\text{а}}$ источника звука. Очевидно, что с увеличением $P_{\text{а}}$ длительность ($t_2$ и $t'_2$ на рис. 5.7,*в*) процесса реверберации возрастает, хотя его слуховая оценка практически остается неизменной. Чтобы время реверберации характеризовало только акустические свойства помещения, надо исключить его зависимость от $P_{\text{а}}$. Для этого введем понятие стандартного времени реверберации $T_{\text{р}}$ помещения — времени, в течение которого плотность звуковой энергии $\varepsilon(t)$ уменьшается в $10^6$ раз, т.е. на 60 дБ. Из этого определения следует, что при $t = T_{\text{р}}$

$$\frac{\varepsilon(T_{\text{р}})}{\varepsilon_0} = 10^{-6} = \exp\left[\frac{S \ln(1-\alpha) - 4\mu V}{4V} c_{\text{зв}} T_{\text{р}}\right]. \tag{5.38}$$

После логарифмирования и подстановки значений $c_{\text{зв}} = 340$ м/с и $\lg e = 0{,}434$ решим полученное выражение относительно

$$T_{\text{р}} = 0{,}164V/[-S\ln(1-\alpha) + 4\mu V]. \tag{5.39}$$

Итак, стандартное время реверберации (5 39) зависит от объема помещения $V$, площади $S$ ограничивающих его поверхностей, коэффициента звукопоглощения $\alpha$ и поглощения звука в воздухе. Заметим, что в знаменателе этой формулы первое слагаемое учитывает потери звуковой энергии при отражениях, второе — поглощение звука в воздухе Величины $\alpha$ и $\mu$ частотно-зависимы С повышением частоты стандартное время реверберации $T_{\text{р}}$ уменьшается прежде всего вследствие роста $\mu$



Для небольших помещений, а также для помещений большого объема, но на частотах ниже 1000 Гц вторым слагаемым в (5.39) можно пренебречь:

$$T_{\text{р}} \approx 0{,}164V/[-S\ln(1-\alpha)] \tag{5.40}$$

или, воспользовавшись тождеством $\ln(1-\alpha) = 2{,}3\lg(1-\alpha)$, прийти к формуле Эйринга

$$T_{\text{р}} \approx 0{,}071V/[-S\lg(1-\alpha)]. \tag{5.41}$$

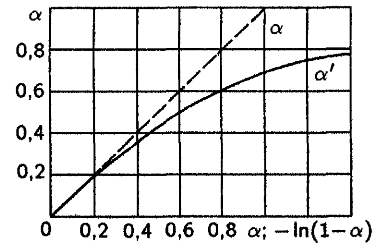



**Рис. 5.9.** Связь между средним и реверберационным коэффициентами звукопоглощения

В помещениях большого объема на частотах 1000...4000 Гц оба слагаемых в знаменателе выражений (5.39) примерно равноценны. На частотах более 4000 Гц основную роль начинает играть звукопоглощение в воздухе и стандартное время реверберации становится малым, практически уже не влияющим на слуховое восприятие.

Заметим, что $a' = -\ln(1-a)$ называют также *реверберационным коэффициентом поглощения*. Зависимость $a = f(a')$ приведена на рис. 5.9. При небольших значениях коэффициента звукопоглощения $\alpha \leqslant 0{,}2$ справедливы соотношения $-\ln(1-a) = a$ и $a'S = aS = A$, и от (5.40) и (5.41) можно перейти к формуле Сэбина

$$T_{\text{р}} = 0{,}164V/(\alpha S). \tag{5.42}$$

Если отсюда найти звукопоглощение помещения

$$A = \alpha S = 0{,}164V/T_{\text{р}} \tag{5.43}$$

и подставить это выражение в (5.30), то получим, что при постоянной акустической мощности источника звука установившаяся в помещении плотность звуковой энергии $\varepsilon_0$ будет расти с увеличением $T_{\text{р}}$:

$$\varepsilon_0 \approx P_{\text{а}} T_{\text{р}}/(13{,}8V). \tag{5.44}$$

Ни одна из приведенных здесь расчетных формул не является абсолютно точной, так как не учитывает влияния формы помещения, особенностей размещения источника звука и звукопоглощающих материалов. Строго говоря, эти формулы пригодны, если звуковое поле в помещении является идеально диффузным (рис. 5.10,*а*).

**Акустическое отношение и эквивалентная реверберация.** Стандартное время реверберации является важным, но не исчерпывающим критерием акустического качества помещения. Этот параметр характеризует акустические свойства помещения в целом, в то время как слуховая оценка звучания на отдельных местах прослушивания может быть различной, что прежде всего обусловлено изменением соотношения плотностей звуковой энергии $\varepsilon_{\text{пр}}$ прямого звука и энергии $\varepsilon_{\text{отр}}$, приносимой в эту точку всей совокупностью отражений.

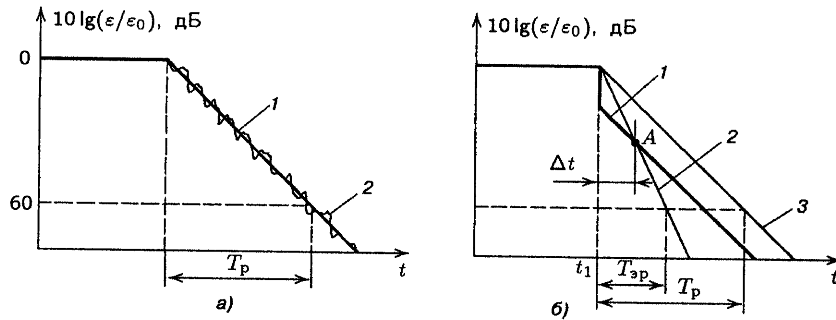



**Рис. 5.10.** Диаграммы, поясняющие оценку времени стандартной (*а*) и эквивалентной (*б*) реверберации: *1* — теоретическая зависимость; *2* — реальная зависимость

Если источник звука излучает сферические волны, то плотность звуковой энергии прямого звука в точке помещения, удаленной от него на расстояние $r$,

$$\varepsilon_{пр} = I_{зв\,пр}/c_{зв} = P_а/4\pi r^2 c_{зв}. \qquad (5.45)$$

Плотность звуковой энергии $\varepsilon_{отр}$ диффузной составляющей определим как часть установившейся плотности звуковой энергии $\varepsilon_0$ (5.30), которая остается в помещении после выключения источника звука через интервал времени $t_{ср}$ (т.е. после первого отражения от поверхностей помещения):

$$\varepsilon_{отр} = \varepsilon_0\beta = \frac{4P_а}{c_{зв}\alpha S}(1-\alpha). \qquad (5.46)$$

Величину, характеризующую соотношение плотности звуковой энергии прямого (5.45) и диффузного (5.46) звуков, называют *акустическим отношением*:

$$\mathcal{R} = \frac{\varepsilon_{отр}}{\varepsilon_{пр}} = \frac{16\pi r^2}{S}\frac{1-\alpha}{\alpha}. \qquad (5.47)$$

Величина $\mathcal{R}$ зависит от частоты, так как коэффициент $\alpha$ частотнозависим. Для источника звука с направленным излучением акустическое отношение может быть рассчитано по формуле

$$\mathcal{R}' = \frac{\varepsilon_{отр}}{\varepsilon_{пр}} = \frac{16\pi r^2}{S\Omega D^2(\varphi)}\frac{1-\alpha}{\alpha}, \qquad (5.48)$$

где $\alpha$ — средний коэффициент звукопоглощения; $S$ — площадь ограничивающих поверхностей помещения, $\Omega$ — коэффициент осевой концентрации источника звука; $D(\varphi)$ — его характеристика направленности, $\varphi$ — угол между акустической осью источника звука и направлением на рассматриваемую точку помещения

Если учесть, что $\alpha S = 0{,}164V/T_р$, то выражения (5.47) и (5 48)



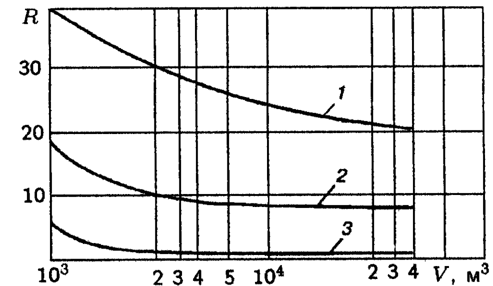



**Рис. 5.11.** Зависимость акустического отношения $R$ от объема, например, кинозала, для первого (*3*), среднего (*2*) и последнего (*1*) ряда зрителей

можно представить также следующим образом:

$$R = 306\frac{r^2T_р}{V}(1-\alpha); \qquad (5.49)$$

$$R' = 306\frac{r^2T_р}{V\Omega D^2(\varphi)}(1-\alpha). \qquad (5.50)$$

Акустическое отношение растет при увеличении расстояния между источником звука и слушателем, увеличении времени реверберации, использовании менее направленных источников звука с малым значением коэффициента осевой концентрации, уменьшении среднего коэффициента звукопоглощения поверхностей помещения и объема последнего. Последнее заключение подтверждают экспериментальные кривые зависимости $R = f(V)$, представленные на рис. 5.11. При увеличении расстояния до источника звука акустическое отношение растет, что очевидно. При уменьшении объема помещения акустическое отношение также возрастает. Это значит, что при уменьшении объема помещения доля диффузной энергии возрастает значительно быстрее, чем доля прямого звука.

Изменение акустического отношения воспринимается слуховой системой как изменение времени реверберации. Для музыкальных программ акустическое отношение доходит до 6...8, в отдельных случаях до 10...12 (органная музыка). При $R < 2$ музыкальное звучание кажется неестественно сухим. Для речевых программ обычно $R < 1$. Расстояние до источника звука, при котором $R = 1$, называется *радиусом гулкости помещения*. При больших расстояниях $\varepsilon_{отр} \gg \varepsilon_{пр}$ и в звучании появляется гулкость. Для одиночного источника звука радиус гулкости

$$r_{гул} = \sqrt{\frac{\alpha S\Omega D^2(\varphi)}{50{,}3(1-\alpha)}}. \qquad (5.51)$$

Как видно из рис. 5.10,*б* (кривая *1*), звуковая энергия в помещении при наличии в точке расположения микрофона прямого и отраженного

звуков в момент времени $t_1$ изменяется скачком, что обусловлено исчезновением поля прямого звука $\varepsilon_{\text{пр}}$ при выключении источника звука. Размер этого скачка $\Delta$ определяется акустическим отношением. В идеально диффузном поле $R = \infty$ ($\varepsilon_{\text{пр}} = 0$) упомянутый скачок отсутствует (кривая *3* на рис. 5.10,*б*).

Два процесса спадания звуковой энергии в помещении — реальный со скачком уровня в момент $t_1$ (кривая *1* на рис. 5.10,*б*) и без скачка (кривая *2*) — оцениваются на слух как эквивалентные по гулкости, если точка их пересечения $A$ отстоит от момента $t_1$ на интервал $\Delta t \approx 0{,}2$ с. Время, в течение которого плотность звуковой энергии этого эквивалентного процесса (кривая *2*) уменьшается на 60 дБ (или в $10^{-6}$ раз) и определяет эквивалентное время (ощущаемой на слух) реверберации $T_{\text{эр}}$. Очевидно, что, изменяя $T_{\text{эр}}$, можно менять субъективное ощущение воспринимаемой реверберации. Как правило, $T_{\text{эр}} < T_{\text{р}}$ и только при $R \to \infty$ $T_{\text{эр}} \approx T_{\text{р}}$.

Для расчета значения $T_{\text{эр}}$ пользуются формулой

$$T_{\text{эр}} \approx \frac{1{,}2T_{\text{р}}}{1{,}2 + T_{\text{р}} \lg[(\Omega_{\text{м}} + R)/R]}, \tag{5.52}$$

где $\Omega_{\text{м}} = E_{\text{м}1}^2/E_{\text{м}2}^2$ — коэффициент направленности микрофона; $E_{\text{м}1}$ и $E_{\text{м}2}$ — чувствительность микрофона к прямому и диффузному звукам соответственно.

Эквивалентная реверберация $T_{\text{эр}}$ существенно зависит от расстояния между источником звука и точкой расположения микрофона, а также от характеристик направленности последних. При малом значении $r$ она заметно меньше $T_{\text{р}}$ ввиду большого уровня прямого звука. Воспринимаемая реверберация в этом случае ослабляется. При $R > 3$ имеем $T_{\text{эр}} \approx T_{\text{р}}$. Время $T_{\text{эр}}$ может быть малым при использовании остронаправленных микрофонов, ориентированных на источник звука.

**Факторы четкости и реверберационных помех.** Отраженные сигналы, составляющие начальный участок реверберационного процесса в помещении, суммируются с прямым звуком и воспринимаются с ним слитно, обогащая тембр звучания и увеличивая его громкость. В то же время отраженные звуки, имеющие большое время запаздывания (более 50 мс для речи и более 100...150 мс для музыки) размывают звучание, снижают его четкость

Критерием, отражающим эту особенность слухового восприятия, является так называемый *фактор четкости* $D$, впервые введенный Р. Тиле. Он представляет собой отношение «полезной» части энергии отраженных звуков (в пределах которой запаздывающие сигналы тесно коррелированны с сигналом прямого звука) ко всей энергии реверберирующего сигнала:

$$D = \int_0^{\tau} \varepsilon(t)\,dt \Big/ \int_0^{\infty} \varepsilon(t)\,dt\ . \tag{5.53}$$



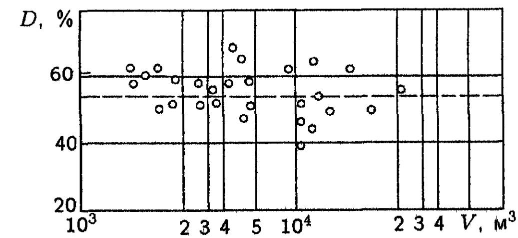



**Рис. 5.12.** Зависимость фактора четкости от объема для некоторых залов

Здесь $\tau = 50$ мс для речи и 100...150 мс для музыки. Его оптимальное значение не зависит от объема помещения (рис. 5.12) и существенно отличается по величине для речи и музыки. Для речи значение фактора $D$ в первую очередь связано с разборчивостью, его оптимальное значение в этом случае составляет 0,7...0,75. Для музыкальных сигналов в помещениях с хорошей акустикой он должен быть в среднем одинаковым и равным 0,54.

Точнее учитывает полезную и вредную составляющие реверберационного процесса помещения фактор реверберационных помех (критерий Сухаревского–Стретта). Он представляет собой отношение энергии прямого звука $E_{\text{пр}}$ и той полезной части отраженной диффузной энергии $E_{\text{д}(t\leqslant 1/16)}$, которая воспринимается слухом в течение 1/16 с после прихода прямой волны, ко всей остальной отраженной энергии $E_{\text{д}(t>1/16)}$, относящейся к вредной ее части:

$$Q = \frac{E_{\text{пр}} + E_{\text{д}(t\leqslant 1/16)}}{E_{\text{д}(t>1/16)}}. \tag{5.54}$$

К вредной относится также энергия посторонних звуков и шумов $E_{\text{ш}}$ Путем выполнения ряда не слишком сложных преобразований выражение (5 54) может быть приведено к виду

$$Q = e^{0,86/T_{\text{р}}}[1 - (1-\alpha)\ln(1-\alpha)/\mathcal{R}\alpha] - 1. \tag{5.55}$$

Здесь, как и ранее, $T_{\text{р}}$ — стандартное время реверберации, $\mathcal{R}$ — акустическое отношение, $\alpha$ — коэффициент звукопоглощения. В том случае, когда $\alpha \ll 1$ и $1 - \alpha \approx 1$, а $\ln(1-\alpha) = -\alpha$ имеем [18]

$$Q = e^{0,86/T_{\text{р}}}(1 + 1/R) - 1. \tag{5 56}$$

Если $T_{\text{р}} > 0{,}86$ с, то полученное выражение еще более упрощается, принимая вид $Q \approx (1/R)$

Фактор реверберационных помех прежде всего был предложен как критерий оценки артикуляционного качества помещений На рис 5 13 приведены кривые зависимости слоговой разборчивости $W$ от фактора реверберационных помех $Q$, вычисленные для разных значений стандартного времени реверберации Наличие трех отличающихся кривых (вместо одной) говорит об отсутствии однозначной связи между $W$ и $Q$

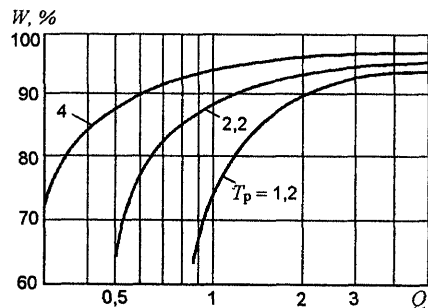



**Рис. 5.13.** Зависимость артикуляции $W$ от фактора реверберационных помех $Q$

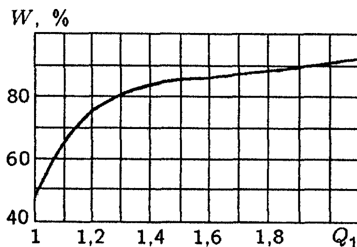



**Рис. 5.14.** Зависимость артикуляции $W$ от фактора реверберационных помех $Q_1$, полученного с учетом введенных поправок

Этот недостаток устраняется введением поправочных коэффициентов, с учетом которых выражение (5.55) преобразуется к виду

$$Q_1 = 0{,}39\left\{e^{0{,}86T_р}\left[1-\frac{(1-\alpha)\ln(1-\alpha)}{R\alpha}\right]-1\right\}T_р N_r e^{-N_r/70}, \qquad (5.57)$$

где $N_r$ — уровень полезного сигнала в точке приема, определяемый по формуле [18]

$$N_r = 10\lg[(E_{пр}+E_{д(t\leqslant 1/16)})/E_0]. \qquad (5.58)$$

Фактор $Q_1$ учитывает влияние времени реверберации и уровня сигнала в точке прослушивания на слоговую разборчивость. Экспериментальная зависимость слоговой артикуляции, полученная с учетом формул (5 57) и (5.58), показана на рис. 5.14 Необходимая четкость звучания обеспечивается при $Q_1 \geqslant 2$

Заметим, что выражения для оценки фактора реверберационных помех получены в предположении, что затухание энергии в помещении происходит по экспоненциальному закону, а звуковое поле в нем диффузно.

## 5.8. Оптимальное время реверберации

Оптимальное значение стандартного времени реверберации, при котором передача воспринимается наилучшим образом, зависит от жанра программы, объема помещения и частоты Для двух основных видов вещательных программ — речевых и музыкальных — оптимальное значение $T_{р\,опт}$ существенно различно В большинстве случаев оно регламентируется для частотного диапазона 125. .4000 Гц

Чем меньше время реверберации, тем выше разборчивость речи Однако слишком малое время реверберации делает звучание слишком сухим, обедняет его в тембральном отношении Увеличение $T_р$ обогащает звучание, улучшает четкость и прозрачность звучания придает ему пространственность, объемность, гулкость, но ухудшает условия



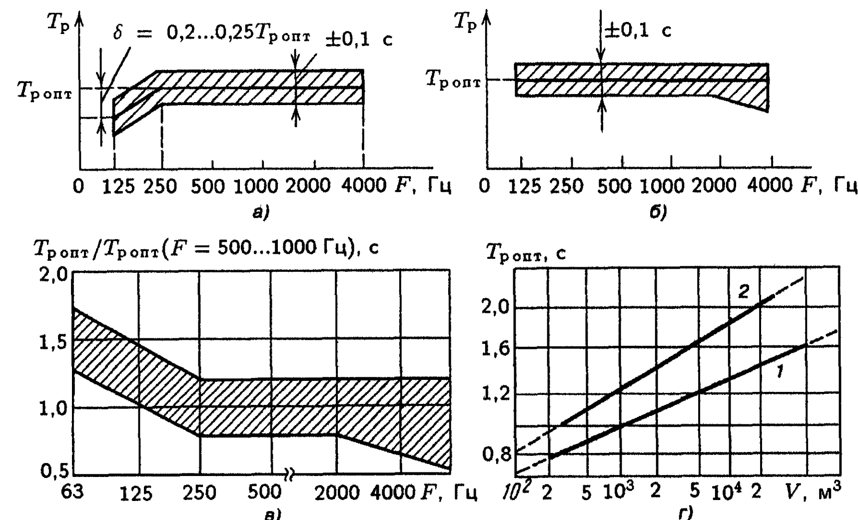



**Рис. 5.15.** Пределы изменения времени стандартной реверберации в речевой (*а*) и музыкальной студиях: *б* — по нормативным документам России; *в* — по TGL 10687/04, а также зависимость этого времени от объема (*г*) для речевых (*1*) и музыкальных (*2*) студий (средние частоты 500...1000 Гц)

восприятия смысловой информации при речевой передаче. Для дикторских студий время реверберации должно оставаться практически постоянным (0,3...0,4 с) в полосе частот 125...4000 Гц. Допускается уменьшать это значение до 0,2...0,25 с в студиях меньшей площади, чем это указано в табл. 5.1. Поскольку низкочастотные компоненты спектра определяют в основном гулкость звучания, то снижение времени реверберации на низких частотах в определенной степени способствует повышению разборчивости речи. Поэтому в телевизионных студиях, где основным видом звучания является речь, рекомендуется обеспечивать горизонтальную частотную характеристику времени реверберации в диапазоне 250. .4000 Гц с плавным спадом $\delta$ на более низких частотах. На частоте 125 Гц размер спада $\delta$ должен составлять 20...25 % значения $T_{р\,опт}$ в полосе частот 250...4000 Гц (рис. 5.15,*а*). Конкретное значение $T_{р\,опт}$ зависит от размеров студии и увеличивается с увеличением объема помещения $V$. Например, для телевизионных студий с площадью пола 600, 300, 150 и 60...80 м$^2$ значения $T_{р\,опт}$ соответственно равны 0,9; 0,8; 0,65 и 0,4 с.

Разборчивость речи характеризуется *коэффициентом артикуляции* $w$, под которым обычно понимается выраженное в процентах отношение числа правильно понятых слогов артикуляционной таблицы к общему их числу. Если значение этого коэффициента соответственно не ниже 96, 85 или 75 %, то принято считать восприятие отличным, хорошим или удовлетворительным По данным В Кнудсена, величина

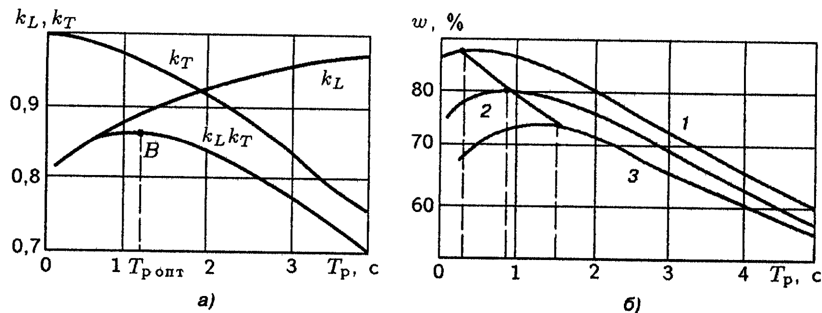



**Рис. 5.16.** Зависимости значений коэффициентов $k_L$ и $k_T$ (*а*), а также величины артикуляции $w$ (*б*) от стандартного времени реверберации помещения: *1* — для объема помещения 700 м$^3$; *2* — то же, 11200 м$^3$; *3* — то же, 44800 м$^3$

$w$, %, определяется равенством

$$w = 96k_Lk_Tk_Nk_S \approx 96k_Lk_T, \tag{5.59}$$

где $k$ — коэффициенты, показывающие, как уменьшается коэффициент артикуляции от уровня громкости $L$, времени реверберации $T_\text{р}$, уровня мешающих шумов $N$, формы и размеров помещения $S$. Обычно в нормальных условиях два последних коэффициента близки к единице. Первые два коэффициента являются функциями времени реверберации и объема помещения (рис. 5.16,*а*,*б*). Значения всех этих коэффициентов найдены опытным путем.

Для каждого объема помещения можно подобрать такие значения коэффициентов $k_L$ и $k_T$, при которых величина $w$ будет максимальной (точка $B$ на рис. 5.16,*а*). Каждая из зависимостей $w = f(T_\text{р})$ имеет явно выраженный максимум (рис. 5.16,*б*), при котором коэффициент разборчивости максимален. Важно отметить, что с увеличением объема помещения его максимальное значение падает.

В литературно-драматических студиях время реверберации должно быть больше, чтобы передать все богатство оттенков речи актера. Большие литературно-драматические студии с площадью пола 150...200 м$^2$ должны иметь $T_{\text{р опт}} = 0{,}8...1{,}0$ с, а для студий меньшей площади (около 100 м$^2$) — 0,5...0,7 с. Требования к оптимальной реверберации в малых литературно-драматических студиях (с площадью пола 30...40 м$^2$) те же, что и для дикторских студий. В литературно-драматический блок (ЛДБ) радиодома обычно входит заглушенная студия, предназначенная для создания различных звуковых эффектов, а также для записи передач, которые по замыслу режиссера должны происходить на открытом воздухе. В таких студиях следует обеспечить минимально возможное время реверберации: в полосе частот 125.. 4000 Гц оно не должно превышать 0,15 с Иногда в состав ЛДБ включают студию, представляющую собой гулкое помещение. По аналогии с комнатами «эха» для них рекомендуется горизонтальная форма частотной характеристики времени реверберации при $T_\text{р} = 3$ с.



В музыкальных студиях оптимальное время реверберации существенно больше, чем в речевых. Это способствует улучшению мелодичности, выразительности звучания: более богатыми, тоньше нюансированными, более естественными воспринимаются тембры инструментов; звучание приобретает прозрачность, ясность, четкость, объемность. Все это положительные стороны реверберации.

Для музыкальных студий оптимальное значение стандартного времени реверберации определялось многими исследователями как теоретическим, так и экспериментальным путем. По мнению А.Н. Качеровича наибольшее предпочтение можно отдать зависимости

$$T_{\text{р опт}} = 2{,}4 \cdot 10^{-2} k\sqrt[3]{V}/[-\ln(1-\alpha)] = 0{,}09A\sqrt[3]{V}, \tag{5.60}$$

предложенной Э. Майером и Р. Тиле. Здесь $k$ — поправочный коэффициент, равный 1 для помещений объемом $V$, не превышающем 2000 м$^3$, и медленно возрастающий при $V > 2000$ м$^3$; $\alpha$ — среднее значение коэффициента звукопоглощения, зависящее от назначения помещения. Ниже приведены средние значения коэффициента звукопоглощения $\alpha$ для различных групп помещений (независимо от их объема при $k = 1$):

| | |
|---|---|
| Концертный зал для исполнения симфонической музыки | 0,19 |
| Оперный театр | 0,2 |
| Драматический театр, кинозал | 0,22 |
| Эстрадный театр | 0,25 |
| Ателье для озвучивания при создании эффекта открытого пространства | 0,45 |

Формула (5.60) приводит нас к принципиальной зависимости $T_{\text{р опт}}$ от объема помещения $V$, показанной на рис. 5.17. Параметром каждой кривой является значение $\alpha$.

С.Я. Лившиц предложил другую формулу для расчета оптимального времени реверберации в функции от объема:

$$T_{\text{р опт}} = 0{,}41 \lg V. \tag{5.61}$$

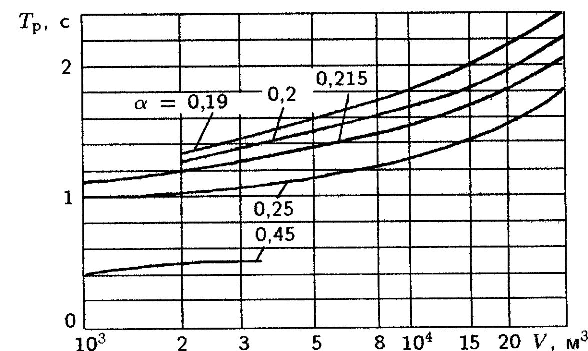



**Рис. 5.17.** Принципиальная зависимость оптимального стандартного времени реверберации от объема помещения

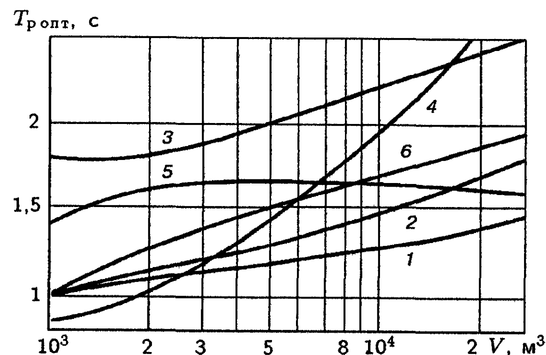



**Рис. 5.18.** Зависимость оптимального стандартного времени реверберации от объема музыкальных студий по данным Реттингера (*1*), Беранека (*2*), Брюля (*3*), Майера и Тиле (*4*), Куля (*5*), Лившица (*6*)

Экспериментальные зависимости оптимального времени реверберации на средних частотах (500 Гц) в зависимости от объема помещения, полученные разными авторами, представлены на рис. 5.18. Эти данные настолько сильно отличаются друг от друга, что использование их для практических расчетов затруднительно. Эти экспериментальные данные с достаточной для практики точностью могут быть заменены следующими приближенными выражениями:

для речи

$$T_{\text{р опт}} = 0{,}3 \lg V - 0{,}05; \qquad (5.62)$$

для произведений малых музыкальных форм и оперы

$$T_{\text{р опт}} = 0{,}4 \lg V - 0{,}15; \qquad (5.63)$$

для симфонической музыки

$$T_{\text{р опт}} = 0{,}5 \lg V - 0{,}3, \qquad (5.64)$$

где $V$ — объем помещения, м$^3$. Эти формулы справедливы для частоты 500 Гц.

Оптимальное время реверберации зависит от частоты. Известно, что при значительном подъеме характеристики реверберации в области нижних частот помещение становится «гулким», что приводит к снижению артикуляции и неприятному звучанию музыки. Резкое снижение времени реверберации на высших частотах сказывается на маскировке согласных звуков речи и лишает «яркости» звучание музыки Большое значение здесь имеет и слушательский опыт. Например, характер речи во время проповедей в соборах и звучание в них органной музыки приучили слушателей к большой реверберации с подъемом в области нижних частот. Старинные концертные залы с большим количеством драпировок приучили слушателей к снижению времени реверберации на



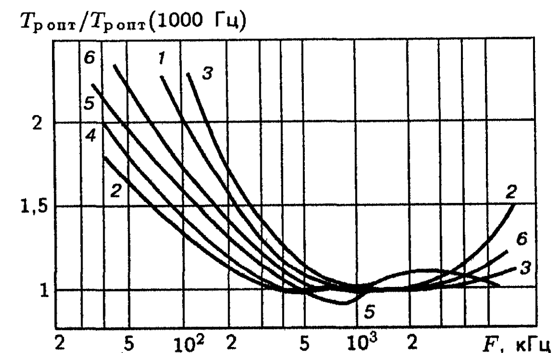



**Рис. 5.19.** Частотные характеристики оптимального стандартного времени реверберации по данным Лившица (*1*), Кнудсена (*2* — для речи и *3* — для музыки), Дрейзена (*4*), датского радиовещания (*5*), Мориса и Никеди (*6*)

верхних частотах. Помещениям, обшитым деревом, свойственно понижение времени реверберации в области верхних частот, что также создает приятное звучание музыки.

Частотная характеристика оптимального времени реверберации должна быть такой, чтобы отдельные спектральные составляющие сложного звучания не могли бы за счет реверберации подчеркиваться или подавляться одна относительно другой. Например, С.Я. Лившиц считал, что это условие будет выполнено, если произведение уровня громкости сигнала на время его затухания для всех частотных составляющих речевых и музыкальных сигналов будет одинаковым. Исходя из этой предпосылки, он получил зависимость, показанную на рис. 5.19 (кривая *1*). В. Кнудсен при исследовании этой проблемы исходил из несколько иного принципа. Он считал, что для обеспечения высокого качества звучания необходимо, чтобы все его частотные составляющие затухали до порога слышимости к одному и тому же моменту времени. Его подход приводит к кривой *2* для речи и *3* для музыки (рис. 5.19). В основу рассуждений И.Г. Дрейзена было положено утверждение, что флуктуации процесса затухания звука в помещении на всех частотах должны находиться на одинаковом уровне слухового восприятия. Это условие приводит к необходимости иметь следующее соотношение для музыкальных передач: $T_p(F = 100 \text{ Гц}) = 1{,}4T_{\text{р}}(F = 1000 \text{ Гц})$. Это отображено кривой *4*. Здесь же приведены экспериментальные кривые *5* и *6*, полученные для датских радиовещательных студий хорошего качества. По мнению же А.Н. Качеровича практически целесообразно иметь частотную характеристику реверберации студии, не зависящую от частоты. Различие данных свидетельствует об отсутствии единой точки зрения на форму частотной зависимости оптимальной реверберации.

Однако накопленный опыт позволяет сделать следующее заключение, отраженное в нормативных документах. Для музыкальных студий более предпочтительной является горизонтальная форма частотной ха-

рактеристики $T_{\text{р опт}}$. При этом в крупных студиях (с площадью пола более 450 м$^2$) на верхних частотах допускается спад времени реверберации, обусловленный поглощением звука в воздухе (см. рис. 5.15,*б*), а на нижних частотах — его подъем (см. рис. 5.15,*в*).

С увеличением объема музыкальной студии время $T_{\text{р опт}}$ возрастает (см. рис. 5.15,*г*). Однако в студиях объемом более 2000...5000 м$^3$ на величину $T_{\text{р опт}}$ гораздо сильнее влияет жанр произведения. По данным фундаментальных исследований В. Куля, оптимум реверберации в больших студиях ($V > 5000$ м$^3$) мало зависит от объема и составляет 1,48 (±0,05) с для современной классической музыки, 1,54 (+0,3; −0,07) с для классической музыки и 2,07 (+0,2; −0,07) с для романтической симфонической музыки.

Крупные музыкальные студии, предназначенные отдельно для записи классической и романтической музыки, сложно строить. Поэтому для подобных помещений выбирают компромиссные значения $T_{\text{р опт}}$. На основании длительного опыта эксплуатации рекомендуется выбирать для крупных (площадью 750 м$^2$), средних (350...400 м$^2$) и малых (250...300 м$^2$) музыкальных студий значения $T_{\text{р опт}}$, равные соответственно 2,0; 1,5...1,7 и 0,9...1,1 с. В студиях, предназначенных для исполнения эстрадной и джазовой музыки, площадью 350...450 м$^2$ значение $T_{\text{р опт}}$ должно составлять 0,9...1,1 с, а в небольших камерных студиях (площадью 150 м$^2$) равно 1,0 (±0,2) с.

Оптимум и форма частотной характеристики времени реверберации в разных студиях одинакового объема могут колебаться в довольно широких пределах в зависимости от формы студии и ее высоты, расположения звукорассеивающих конструкций, вариантов размещения оркестрантов, принятой технологии звукозаписи (с использованием акустических кабин для размещения исполнителей, акустических щитов и тому подобных конструкций). Поэтому указанные оптимальные значения времени реверберации, заимствованные из нормативных документов, следует рассматривать как первоначальные исходные данные, подлежащие уточнению в процессе акустической настройки студии. Элементы акустической настройки студии должны быть предусмотрены в обязательном порядке уже на стадии ее проектирования.

Аппаратные и комнаты прослушивания по своим параметрам близки к речевым студиям. Оптимальное значение времени реверберации для них рекомендуется выбирать из соотношения

$$T_{\text{р опт}} = T_{\text{р}} \sqrt[3]{V/V_0}, \tag{5.65}$$

где $V_0 = 100$ м$^3$, $T_{\text{р}} = 0,28 \pm 0,05$ с; $V$ — объем помещения (изменяется обычно в пределах 100...300 м$^3$).

Частотная характеристика времени реверберации — горизонтальная прямая с отклонением ±0,05 с, на частотах ниже 160 Гц поле допуска увеличивается до ±0,1 с.



## 5.9. Дополнительные критерии акустического качества помещений

Стандартное время реверберации $T_{\text{р}}$ и акустическое отношение $\mathcal{R}$ еще не полностью определяют акустическое качество помещений. Известно очень большое число дополнительных критериев качества помещений. Практически все они являются энергетическими и основаны на оценке энергии $E$ импульсного отклика помещения $p_{\text{зв}}(t)$ для разных временных интервалов:

$$E(t) = \int_0^t p_{\text{зв}}^2(t)\,dt; \quad E(t_1,t_2) = \int_{t_1}^{t_2} p_{\text{зв}}^2(t)\,dt; \; E(t,\infty) = \int_t^{\infty} p_{\text{зв}}^2(t)\,dt, \tag{5.66}$$

где $p_{\text{зв}}(t)$ — изменяющееся во времени мгновенное значение звукового давления; $t$, $t_1$ и $t_2$ — текущие моменты времени импульсного отклика помещения.

Наиболее часто применяют следующие энергетические критерии (выражены в децибелах):

четкость

$$\mathcal{D} = 10\lg(E_{50}/E_{\infty}), \tag{5.67}$$

гулкость

$$\mathcal{H} = 10\lg[(E_{\infty} - E_{50})/E_{50}], \tag{5.68}$$

прозрачность

$$\mathcal{G} = 10\lg[E_{80}/(E_{\infty} - E_{80})], \tag{5.69}$$

пространственное впечатление

$$\mathcal{R} = 10\lg[(E_{80} + E_{25,80} - E_{25,80}^{A})/E_{25} + E_{25,80}^{A}], \tag{5.70}$$

латериализация

$$\mathcal{LF} = 10\lg[(E_{50}^{B} - E_{25}^{B}/E_{80}]. \tag{5.71}$$

Выражение (5.71) оценивает долю энергии отраженных звуков, поступающих с боковых направлений помещения (справа и слева).

Нижний индекс у функции $E$ определяет значение $t$ в миллисекундах, являющееся верхним пределом интеграла $\int_0^t p_{\text{зв}}^2(t)\,dt$ или $\int_{t_1}^{t_2} p_{\text{зв}}^2(t)\,dt$ при наличии двух нижних индексов. Верхний индекс $A$ свидетельствует о том, что для приема импульсного отклика помещения применен однонаправленный измерительный микрофон с углом охвата ±40° в диапазоне частот 500...1000 Гц, ориентированный на источник звука. Верхний индекс $B$ соответствует применению измерительного микрофона с диаграммой направленности в форме восьмерки, причем ось его максимальной чувствительности ориентирована перпендикулярно боковым стенам помещения Отсутствие верхнего индекса у функ-

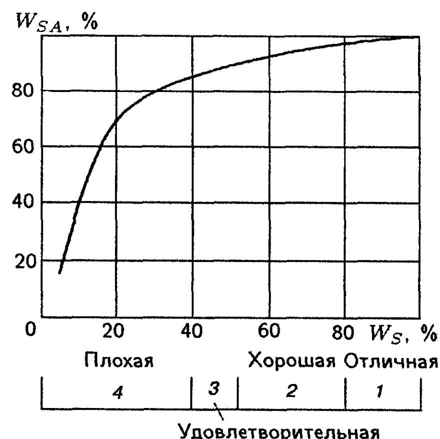



**Рис. 5.20.** Изменение качества речи от слоговой $W_S$ и словесной $W_{SA}$ разборчивости

ции $E$ говорит о применении ненаправленного измерительного микрофона при записи импульсного отклика помещения.

Одним из важнейших критериев при оценке акустического качества помещений, предназначенных для исполнения речевых программ, является разборчивость (рис. 5.20): слоговая $W_S$ и словесная $W_{SA}$. Разборчивость представляет собой отношение числа правильно понятых слогов или слов к общему их числу, имеющемуся в артикуляционной таблице, и выражается в процентах. Здесь же в нижней части рисунка приведена шкала оценки качества речи, в баллах и терминах.

Для речевых сигналов критерий четкости $\mathcal{D}$ связан прежде всего с высокой разборчивостью, его оптимальное значение составляет $-1{,}5\ldots-2$ дБ. Для радиовещания коэффициент словесной разборчивости не должен быть менее 96 %. В музыкальных студиях оптимальное значение параметра $\mathcal{D}$ лежит в пределах $-3\ldots-6$ дБ и не должно сильно меняться от одной точки расположения измерительного микрофона к другой.

Пределы изменения критерия прозрачности $\mathcal{L}$ в студиях, предназначенных для исполнения классической музыки, составляют $-1{,}8 < \mathcal{L} < +2$ дБ, а для романтической музыки соответственно $-5 < \mathcal{L} < -1{,}8$ дБ.

Оптимальные значения критерия гулкости $\mathcal{H}$ в музыкальных студиях лежат в пределах $+3..+8$ дБ. При $\mathcal{H} < 3$ дБ звучание кажется излишне сухим, а при $\mathcal{H} > 8$ дБ — слишком гулким.

Пространственное впечатление практически не ощущается, если значение $\mathcal{R}$ (5.70) составляет менее $-10$ дБ, слабо заметно при $-10 \ll \mathcal{R} < -4$ дБ, заметно, если $-4 < \mathcal{R} < +1$ дБ, очень хорошее при $1 < \mathcal{R} < +7$ дБ, излишне полное, если $\mathcal{R} > +7$ дБ.

В музыкальных студиях значение критерия $\mathcal{LF}$ (5.71) должно быть не менее $-1{,}5$ дБ.

## 5.10. Звуковой фон в помещении

Важнейшей характеристикой студий звукового и телевизионного вещания является допустимый уровень шума, который образует звуковой фон помещения. Он складывается из четырех основных составляющих:



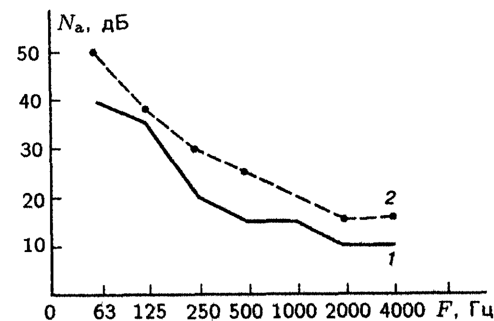



**Рис. 5.21.** Зависимость допустимого уровня звукового давления шума в радиовещательных (*1*) и телевизионных (*2*) студиях от частоты

шумов, проникающих в студию из смежных помещений вследствие звукопроводности стен, пола и потолка; структурных звуков, распространяющихся по конструкциям здания и обусловленных вибрацией машин и механизмов, так называемых воздушных шумов, создаваемых системой кондиционирования и вентиляции; шумов технологического оборудования, установленного в студии.

Допустимый уровень звукового давления шума $N_a$ зависит от частоты $F$ (рис. 5.21). Применительно к студиям ЗВ этой зависимости соответствует уровень громкости звукового фона около 20 фон.

Получим выражение для оценки уровня воздушных шумов в студии. Если в смежном со студией помещении источник звука с акустической мощностью $P_a$ создает диффузное звуковое поле, то установившаяся в нем плотность звуковой энергии $\varepsilon_0 = 4P_{\text{а}}/(c_{\text{зв}}\alpha S)$. Это выражение можно записать иначе:

$$P_{\text{а}} = \varepsilon_0 c_{\text{зв}} S\alpha/4, \tag{5.72}$$

где правая часть равенства определяет мощность, поглощаемую помещением, а левая — мощность, излучаемую источником звука. Чтобы определить ту часть звуковой мощности $P''_{\text{а}}$, которая проникает из этого помещения в студию через стену (преграду), можно поступить формально, заменив в (5.72) коэффициент звукопоглощения $\alpha$ коэффициентом звукопроводности $\gamma_{\text{п}}$ преграды, а $S$ — площадью преграды $S_{\text{п}}$. Тогда

$$P''_{\text{а}} = \frac{\varepsilon_0 c_{\text{зв}} S_{\text{п}}}{4}\gamma_{\text{п}} = \frac{I_{\text{зв}} S_{\text{п}}}{4}\gamma_{\text{п}}. \tag{5.73}$$

Здесь $I_{\text{зв}} = \varepsilon_0 c_{\text{зв}}$ — интенсивность звука, падающего на преграду.

В смежных со студией помещениях действуют свои источники звука, создающие звуковой фон в студии. Если принять во внимание, что сигналы этих источников звука не коррелированы между собой, то в студию из смежных помещений проникает суммарная мощность звука

$$P'_{\text{а}} = \sum_{1}^{6} \frac{I_{\text{зв}} S_{\text{п}}}{4}\gamma_{\text{п}}, \tag{5.74}$$

где число преград, ограничивающих студию, равно 6.

Величину $P'_а$ можно рассматривать как акустическую мощность источника звука, находящегося в студии. Тогда в соответствии с (5.30) установившаяся плотность звуковой энергии в студии

$$\varepsilon_с = \frac{4P'_а}{c_{зв}\alpha S} = \frac{4}{c_{зв}\alpha S}\sum_1^6 \frac{I_{зв}S_п}{4}\gamma_п, \qquad (5.75)$$

где $\alpha S$ — общее звукопоглощение студии.

Интенсивность звука в студии $I'_{зв} = \varepsilon_с c_{зв}$, тогда имеем $I'_{зв} = 4P'_а/(\alpha S)$. После деления левой и правой частей этого равенства на $I_{зв0}$ с учетом выражения (5.74) получим

$$\frac{I'_{зв}}{I_{зв0}} = \frac{4P'_а}{\alpha S I_{зв0}} = \frac{1}{\alpha S}\sum_1^6 \frac{I_{зв}}{I_{зв0}}S_п\gamma_п, \qquad (5.76)$$

Здесь $I_{зв0}$ — интенсивность звука, соответствующая стандартному порогу слышимости.

Используя тождество $x = 10\lg x$ и вводя понятие коэффициента звукоизоляции $\sigma_п = 10\lg(1/\gamma_п)$ в децибелах, преобразуем выражение (5.76) к виду

$$\frac{I'_{зв}}{I_{зв0}} = \frac{1}{\alpha S}\sum_1^6 S_п \cdot 10^{\lg[(I_{зв}/I_{зв0})\gamma_п]} =$$

$$= \frac{1}{\alpha S}\sum_1^6 S_п \cdot 10^{10\lg(I_{зв}/I_{зв0})-10\lg(1/\gamma_п)} = \frac{1}{\alpha S}\sum_1^6 S_п \cdot 10^{0,1(N_{а\,п}-\sigma_п)}, \qquad (5.77)$$

где $N_{a\,п} = 10\lg(I_{зв}/I_{зв0})$ — уровень интенсивности звука в смежном со студией помещении, дБ,

$$\sigma_п = 10\lg\frac{1}{\gamma_п} = 10\lg\frac{I_{зв\,пад}}{I_{зв0}} - 10\lg\frac{I_{зв\,пр}}{I_{зв0}} = N_{пад} - N_{пр} \qquad (5.78)$$

— коэффициент звукоизоляции, показывающий, какая часть звуковой энергии задерживается преградой, дБ, $N_{пад}$ — уровень интенсивности звука с наружной стороны преграды, $N_{пр}$ — уровень интенсивности звука с внутренней стороны преграды в студии

Итак, в студии воздушными шумами создается уровень звукового фона

$$N_а = 10\lg\frac{I'_{зв}}{I_{зв0}} = 10\lg\left[\frac{1}{\alpha S}\sum_1^6 S_п \cdot 10^{0,1(N_{а\,п}-\sigma_п)}\right] \qquad (5.79)$$

Заметим, что уровень звукового фона $N_а$ в студии определяется не только уровнем интенсивности $N_{а\,п}$ звука в смежных помещениях и звукоизоляцией стен,но и звукопоглощением $\alpha S$ студии В гулком помещении $N_а$ возрастает вследствие увеличения $\varepsilon_0$ (5.44), что связано с ростом $T_р$. В сильно заглушенных помещениях уровень звукового фона практически определяется звукоизоляцией стен.



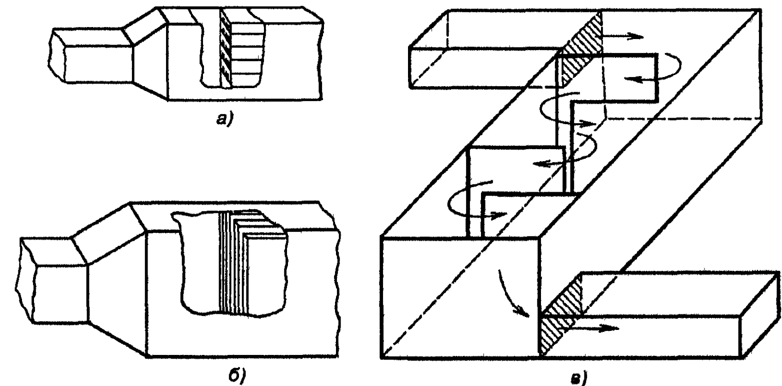



**Рис. 5.22.** Глушители ячеечного (*а*), пластинчатого (*б*) и камерного (*в*) типов

Для уменьшения уровня шумов, проникающих в студию по каналам вентиляционных систем, последние оборудуют глушителями ячеечного (рис. 5.22,*а*), пластинчатого (рис. 5.22,*б*) и камерного (рис. 5.22,*в*) типов. Внутренние поверхности глушителей покрываются звукопоглощающими материалами, например войлоком. Если глушитель представляет собой отрезки труб разной длины $\ell$ и поперечного сечения $S$, то вносимое им затухание определяется выражением, дБ,

$$a = 10n\lg[(1+\Xi)/(1-\Xi)], \qquad (5.80)$$

где $\Xi = \sqrt{1-4\omega_0^2/\omega^2}/(1-2\omega_0^2/\omega^2)$; $\omega_0 = c_{зв}\sqrt{S_1/S_2\ell_1\ell_2}$; $S_1$ и $S_2$ — поперечные сечения труб ($S_1 \ll S_2$); $\ell_1$ и $\ell_2$ — длины отрезков труб; $\omega$ — круговая частота; $n$ — число звеньев глушителя.

Если длины звуковых волн невелики по сравнению с линейными размерами камеры и поле в ней диффузно (это условие выполняется для области средних и высоких частот звукового диапазона), то плотность шумовой энергии в камере $\varepsilon_ш = 4P_{a1}/(c_{зв}A)$, где $A$ — звукопоглощение в камере и $P_{a1}$ — мощность шума во входящем потоке, а затухание шума в камерном глушителе

$$a = 10\lg(A/S), \qquad (5.81)$$

где $S$ — площадь сечения выходного канала глушителя. Заметим, что в области низких частот звуковое поле в камере не является диффузным и камера ведет себя как пластинчатый глушитель.

Для ослабления уровня структурного шума, обусловленного вибрацией ограждений студии, применяют «плавающие» конструкции пола, подвесные стены и потолок Основными элементами таких конструкций являются гибкие прокладки, пружины, эластичные подвески. Резонанс-

ная частота таких конструкций $\omega_0 = 1/\sqrt{mc_{\text{м}}}$, где $m$ — масса; $c_{\text{м}}$ — гибкость системы. При этом ослабление уровня шума от вибрации достигается только при выполнении условия

$$F_0 < F/\sqrt{2}, \qquad (5.82)$$

где $F$ — низшая частота вибрации; $F_0$ — резонансная частота плавающей или подвесной конструкции.

## 5.11. Способ создания оптимальных акустических условий в студийных помещениях

**Планировка аппаратно-студийных комплексов.** К студиям и аппаратным должны примыкать помещения с возможно более низким уровнем звукового фона (для хранения инвентаря, декораций и т.д.). На входах в студию должны иметься тамбуры с дверями, открывающимися снаружи. Внутренние поверхности тамбуров покрываются звукопоглощающими материалами. Расположение входов должно обеспечивать быструю смену исполнителей. В телевизионных студиях с площадью пола более 200 м² по периметру стен сооружается балкон для размещения осветительной аппаратуры. Студии площадью более 600 м² обычно имеют два балкона.

Студийная аппаратная размещается рядом со студией и связана с ней смотровым окном.

На рис. 5.23 в качестве примера показана планировка студийного корпуса радиодома.

Фрагмент планировки телевизионного комплекса показан на рис. 5.24. Студия занимает два этажа здания. Студийная аппаратная, где установлены пульт режиссера и пульт звукорежиссера, расположена на втором этаже здания над помещениями *5–11*.

Пример планировки литературно-драматического блока, предназначенного для осуществления радиопостановок, приведен на рис. 5.25. Основная студия *1* площадью 150...200 м² объемом около 2000 м³ предназначена для проведения сцен с большим числом исполнителей в нормальной акустической обстановке. К основной студии примыкают еще две, но меньшей площади (40...60 м²). Одна из них (*2*) представляет собой заглушенное помещение, предназначенное для имитации сцен, происходящих на открытом воздухе (т.е. при отсутствии реверберации). Вторая студия (*3*) является гулким помещением. Кроме того, в состав литературно-драматического блока входит эхо-камера. Она располагается обычно этажом ниже. В помещении *7* хранится реквизит, а *4* — студийная аппаратная с просмотровыми окнами в каждую студию (*1, 2, 3*), *5* — дикторская студия.

**Звукопоглощающие материалы и конструкции.** Покрытие поверхностей студии звукопоглощающими конструкциями необходимо для



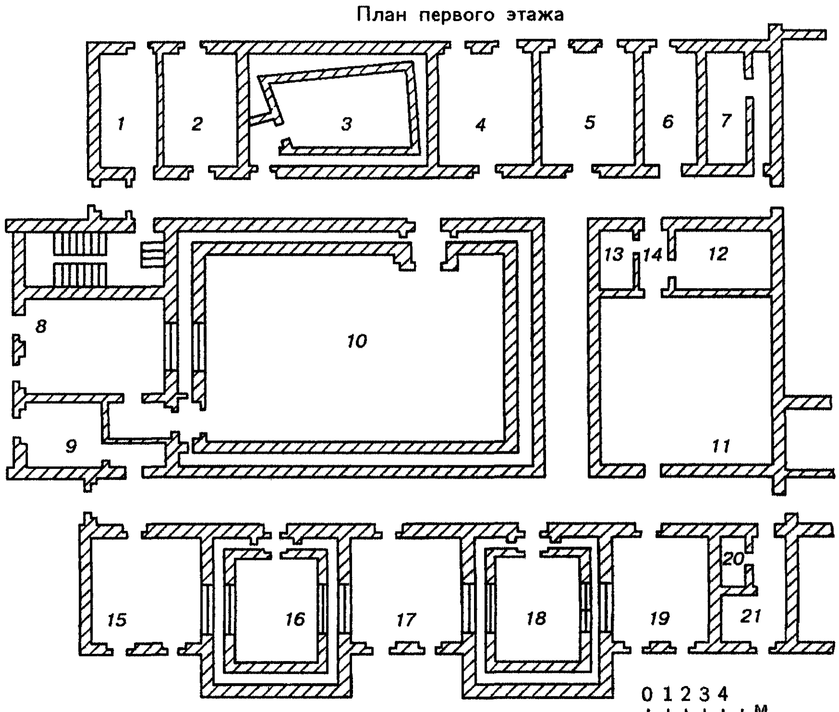



**Рис. 5.23.** Пример планировки студийного комплекса радиодома: *1* — комната для хранения и выдачи репортерских магнитофонов; *2* — аппаратная монтажа внестудийных записей и расшифровки фонограмм; *3* — комната «эхо»; *4* — аппаратная перезаписи; *5* — аппаратная записи и монтажа; *6* — картотека; *7* — глушители; *8* — студийная аппаратная; *9* — комната дикторов и выпускающего программу; *10* — камерная студия; *11* — фонотека с помещениями для хранения фондовых (*12*) и оперативных (*13*) записей и кабиной прослушивания (*14*); *15* и *19* — аппаратные вещания; *16* и *18* — речевые студии; *17* — аппаратная записи; *20* — кабельная шахта; *21* — комната технического персонала

получения оптимальных акустических характеристик, среди которых особую роль играет стандартное время реверберации. Без применения поглощающих материалов время реверберации в студийном помещении превышает требуемое оптимальное значение.

Известно, что если размеры поверхности поглощающего материала велики по сравнению с длиной падающей волны, а его толщина практически бесконечна, то коэффициент звукопоглощения

$$\alpha = 1 - [(\rho c_{\text{зв}} - 413)/(\rho c_{\text{зв}} + 413)], \qquad (5.83)$$

где $\rho$ — удельное акустическое сопротивление поглощающего материала, кг/(м²с), 413 — удельное акустическое сопротивление воздуха.

По принципу действия звукопоглощающие материалы подразделяются на пористые с жестким или упругим скелетом, резонансные (мем-

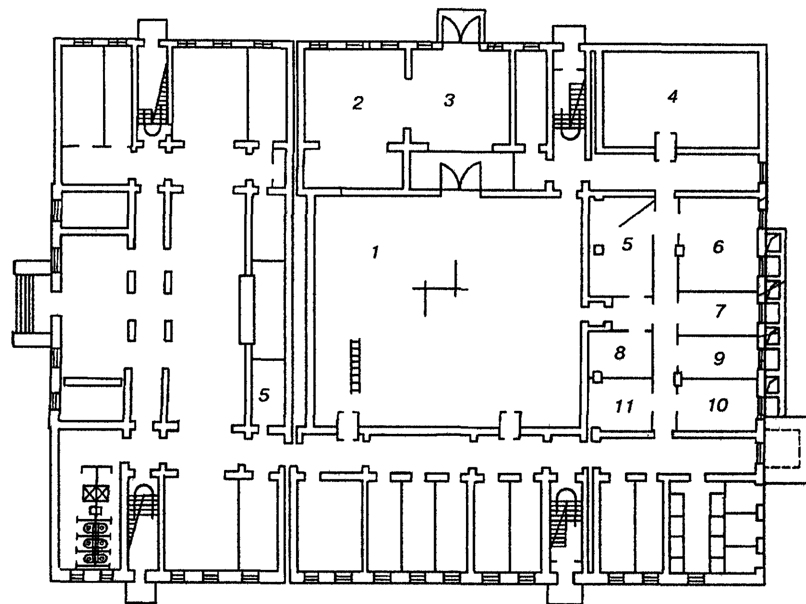



**Рис. 5.24.** Фрагмент планировки студийной части телевизионного комплекса: *1* — телевизионная студия; *2* — склад декораций; *3* — декорационная; *4* — программная дикторская студия; *5* — помещение для хранения телекамер; *6* — комната художников-декораторов; *7* — помещение для хранения музыкальных инструментов; *8* — комната для хранения осветительной аппаратуры; *9* — комната студийных операторов; *10* — помещение для силового оборудования; *11* — аппаратная телекиносъемок; *12* — редакторское помещение

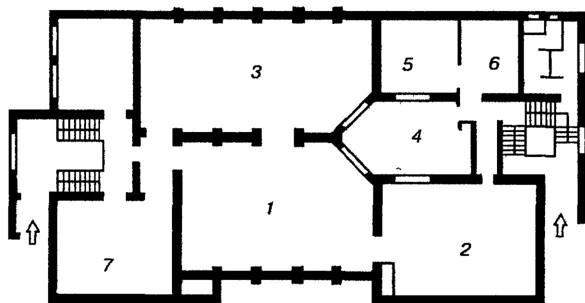



**Рис. 5.25.** Пример планировки литературно-драматического блока

бранные и перфорированные). Жесткие пористые материалы состоят из заполнителей в виде минеральной крошки, гравия, шлака, пемзы и вяжущих материалов, таких как цемент, алебастр, синтетические смолы. В пористых материалах с упругим скелетом стенки пор способны деформироваться под воздействием звуковых волн. Таковы листы из бумажной массы (инсулит, арборит), упругие строительные материалы



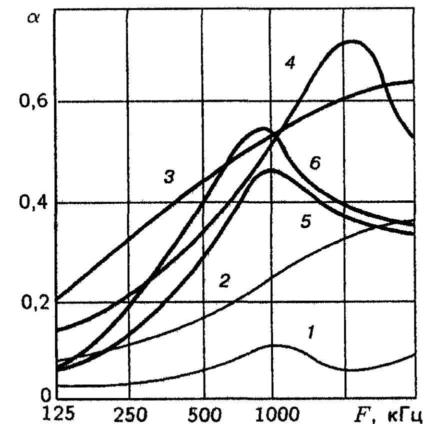



**Рис. 5.26.** Частотные характеристики коэффициента звукопоглощения для пористых акустических материалов: *1* — известковая штукатурка по деревянной обрешетке; *2* — ковер с ворсом, лежащий на бетонном полу; *3* — арболитовая плита толщиной 2 см; *4* — фиброакуститовая плита толщиной 2,5 см; *5* — драпировка на стене; *6* — драпировка на расстоянии 10 см от стены

(фенольный войлок, минеральная вата, стекловолокно). Сюда же относятся различные драпировки и ковры. Резонансными поглотителями могут служить, например, тонкие пластины, колеблющиеся под воздействием звуковой волны, при этом часть звуковой энергии тратится на потери на трение. Звукопоглощение их становится максимальным при резонансе, когда амплитуда колебаний пластины становится наибольшей. Мембранные конструкции представляют собой деревянные рамы, на которых крепятся тонкие листы из фанеры, пластмассы, полимерной пленки и т.п. Воздушный зазор между слоем и стеной иногда заполняется разрыхленным пористым материалом. Перфорированные поглотители являются пористо-колебательными системами. Они состоят из слоя мягкого пористого материала, примыкающего к стене и закрытого жесткой перфорированной пластиной.

Требуемая частотная характеристика звукопоглощения достигается обычно путем комбинации конструкций, поглощающих энергию преимущественно на нижних, средних и верхних частотах звукового диапазона. При этом наименьшее поглощение звука у пористого материала наблюдается при его размещении вплотную к стене, а наибольшее — на расстоянии четверти длины звуковой волны от поверхности отражающего материала. Несколько меньшее поглощение наблюдается при расстояниях $3/4\lambda$ и $5/4\lambda$ При большем удалении от отражающей поверхности коэффициент поглощения остается постоянным.

В студиях, как правило, используют следующие типы конструкций вышеназванных звукопоглотителей:

- пористые акустические плиты (например, типа «Акмигран», ПА/О, ПА/С, «Москва»), коэффициент звукопоглощения $\alpha$ которых обычно имеет максимальное значение в области средних и верхних частот (рис. 5.26) звукового диапазона (в нижней части частотного диапазона они неэффективны);
- перфорированные резонаторные панели, чаще всего представляю-

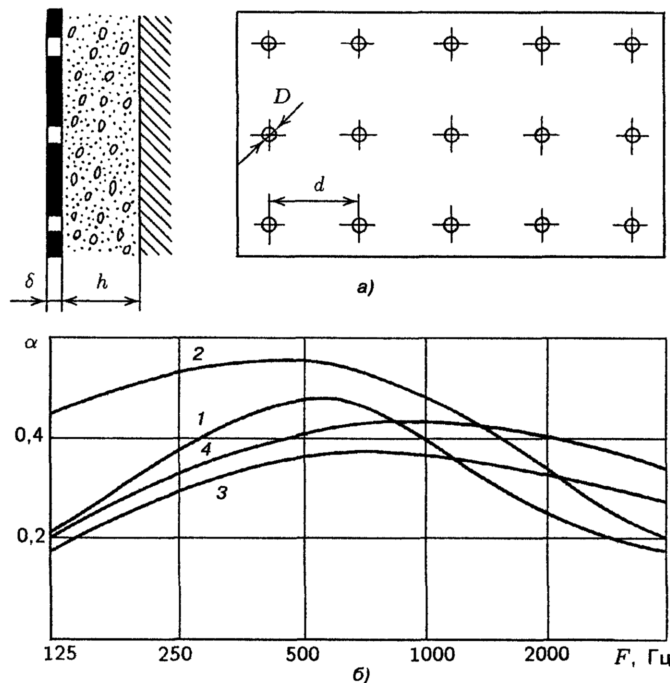



**Рис. 5.27.** Эскиз конструкции (*а*) и зависимость коэффициента звукопоглощения перфорированных резонаторных панелей от частоты при различной их толщине $b$, диаметре отверстий $D$ и расстоянии от стены $h$ (*б*): *1* — $\delta = 3$ мм, расстояние между отверстиями $d = 3$ см, $D = 7$ мм, $h = 5$ см; *2* — $\delta = 3$ мм, $d = 3$ см, $D = 7$ мм, $h = 10$ см; *3* — $\delta = 3$ мм с щелью 45 мм, расстояние между щелями 6,5 см, фанера подклеена тканью; *4* — $\delta = 3$ мм с щелью 45 мм без подклейки тканью с заполнением воздушного промежутка матами из асбестовой ваты

щие собой слой эффективного звукопоглотителя (минеральной ваты, стекловолокна и т.п.), обернутого стеклотканью и закрытого снаружи перфорированным листом. В качестве последнего используется фанера толщиной 4...5 мм, а также гипсовые или металлические листы. Частотная зависимость коэффициента $\alpha$ этих конструкций имеет резонансный характер (рис. 5.27,*б*), причем в зависимости от размера перфорационных отверстий, расстояния между ними, толщины наполнителя и других факторов удается изменять положение максимума звукопоглощения на оси частот, что весьма удобно при акустической настройке студий; максимум звукопоглощения наблюдается в области средних частот;

- панели, резонирующие на нижних частотах, например листы гладкой фанеры, сухой штукатурки, древесно-стружечные плиты, расположенные обычно на некотором расстоянии от жесткой поверхности стены. Коэффициент звукопоглощения $\alpha$ этих конструкций максимален в области частот 100...300 Гц (рис. 5.28) и смещается в сто-



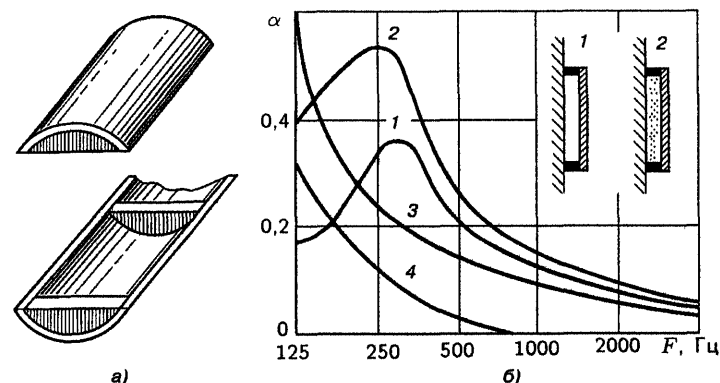



**Рис. 5.28.** Внешний вид (*а*) и зависимость изменения коэффициента звукопоглощения от частоты для панелей, резонирующих на нижних частотах (*б*): *1* — фанера толщиной 3 мм с воздушным промежутком 5 см; *2* — то же, края задемпфированы ватой; *3* — фанера толщиной 6 мм с воздушным промежутком 10 см, края задемпфированы минеральной ватой; *4* — оконное стекло

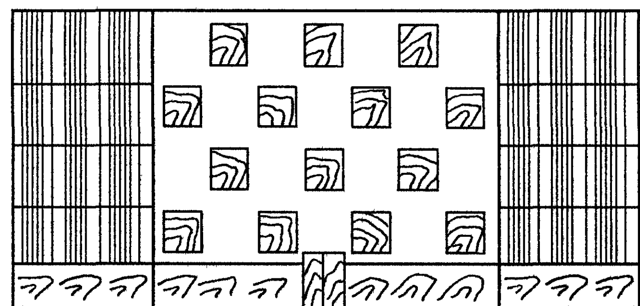
рону низших частот при увеличении воздушного промежутка между панелью и поверхностью стены (потолка). На этом рисунке приведены частотные зависимости коэффициента поглощения для фанерных щитов, расположенных близко от стены с заполнением промежутка демпфирующим материалом. Часто используют также щиты с натянутым холстом (см. рис. 5.27,*а*), называемые *щитами Бекеши.* Максимум их поглощения наблюдается на резонансных частотах [2]:

$$F_k = \frac{k}{2\ell}\sqrt{\frac{F}{\rho b h}}, \tag{5.84}$$

где $F$ — сила, с которой натянут холст; $\rho$ — плотность материала холста; $\ell$, $b$, $h$ — длина, ширина, толщина полотна; $k$ — порядок резонансной частоты.

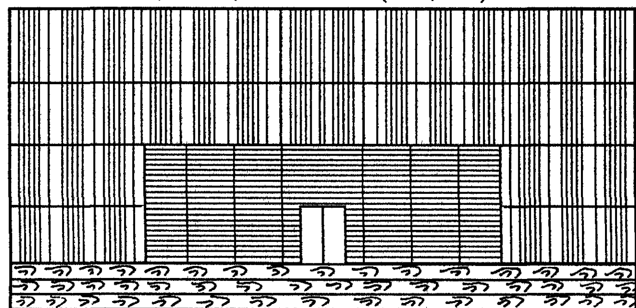
**Размещение звукопоглощающих и звукорассеивающих конструкций в студиях.** Звукопоглощающие конструкции с разными акустическими характеристиками размещают по возможности равномерно на поверхностях студии, что способствует повышению диффузности звукового поля. Применяют также звукорассеивающие конструкции, которые частично располагают на боковых стенах (полуколонны, различной формы выпуклые поверхности), но в основной массе на потолке. Их звукопоглощение максимально в области нижних частот.

Полы в студиях ЗВ обычно паркетные, при необходимости частично покрываются ковром. В телевизионных студиях в последние годы широко используют наливные пластмассовые полы, которые удобны в эксплуатации и не создают шума при движении камер. Они изготовляются из мастики, приготовляемой на основе поливинилацетатной эмульсии с добавлением песка и пигментов.

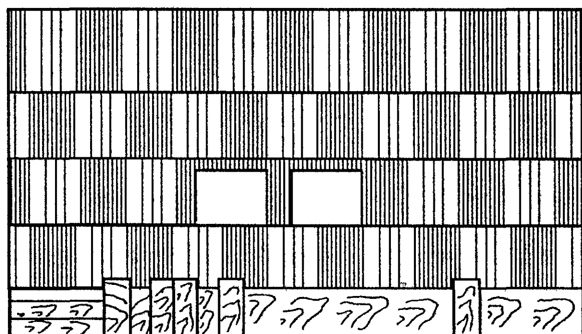


а)

Развертка торцевой стены (с хорами)



б)



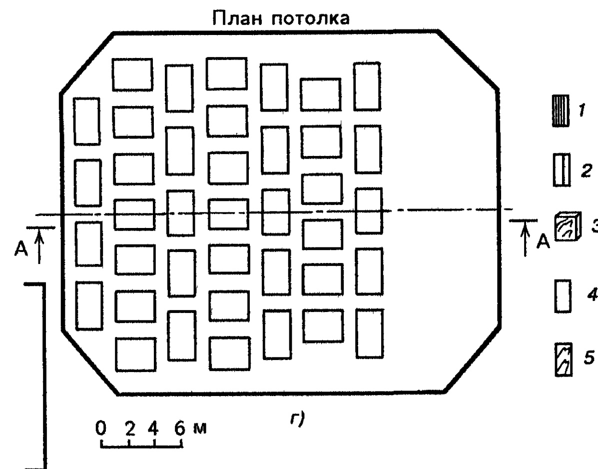
в)

**Рис. 5.29.** Акустическая обработка большой музыкальной студии (*а–д*) и →

Пример акустической обработки поверхностей большой музыкальной студии показан на рис. 5.29,*а–д*, где *1* — конструкция из декоративных реек с размещенным за ними звукопоглотителем; *2* — пилообразная конструкция древесно-стружечной плиты (ДСП); *3* — щит из ДСП или деревоплиты, укрепленный на расстоянии от стены; *4* — поверхность торцевой стены, оштукатуренная под «шубу»; *5* — ДСП или деревоплиты, расположенные по периметру нижней части стен студии с размещенным за ним поглотителем. На этом же рисунке изображены примеры выполнения звукорассеивающего потолочного щита из ДСП (рис. 5.29,*е*), щита из ДСП (рис. 5.29,*ж*), к задней поверхности которого прикреплен обернутый стеклотканью и металлической сеткой звукопоглотитель, и пилообразной звукорассеивающей конструкции (рис. 5.29,*з*), выполненной из ДСП или деревоплиты.

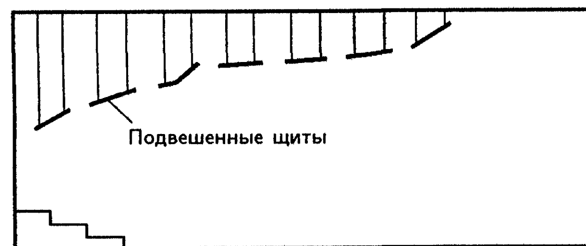


План потолка

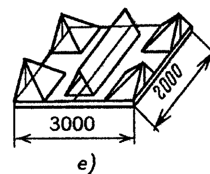



г)

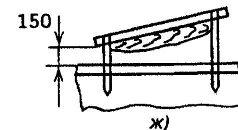
Разрез по А–А



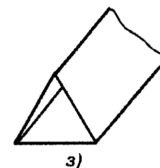

д)




е)




ж)



з)

примеры выполнения звукорассеивающих (*е*, *з*) и звукопоглощающих (*ж*) конструкций

На рис. 5.30 дан пример акустической обработки поверхностей речевой студии.

Для оперативного изменения времени реверберации в музыкальных

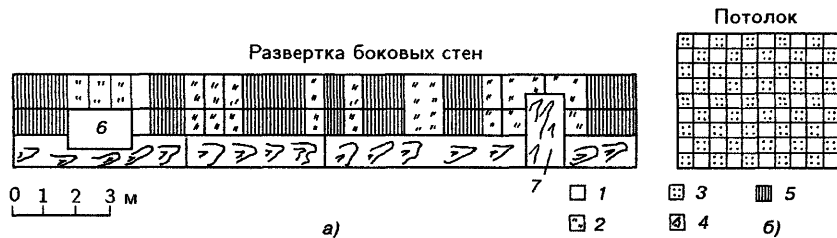



**Рис. 5.30.** Акустическая обработка поверхностей и потолка речевой студии: *а* — боковая стена; *б* — потолок; *1* — щиты из реек с заполнителем; *2* — фанера гладкая с заполнителем; *3* — фанера гладкая без заполнителя; *4* — столярная плита; *5* — фанера перфорированная с заполнителем; *6* — окно в аппаратную; *7* — дверь в студию

и литературно-драматических студиях иногда используют «механические» способы варьирования фонда звукопоглощения. К ним относятся:

- поворотные щиты, укрепляемые на поверхностях помещения; при их повороте либо открывается доступ к звукопоглощающему материалу, либо этот материал закрывается отражающей звук поверхностью щитов;
- разнообразные по размеру валики с намотанным на них звукопоглощающим материалом (различного рода драпировки, при помощи которых прикрываются либо открываются звукоотражающие поверхности стен);
- раздвижные панели, изменяющие площадь поверхности того или иного звукопоглощающего материала;
- поворотные колонны, каждая половина поверхности которых обработана своим звукопоглощающим материалом.

**Звукоизоляция студий от внешних шумов.** Допустимый уровень звукового фона в студии (около 20 фон) обеспечивается применением специальных конструкций ограничивающих ее поверхностей.

Студии располагают обычно на тихих улицах. Они должны окружаться помещениями с низким уровнем шумов (склады, архивы и т.д.). Входы в студии оборудуются тамбурами глубиной не менее 1 м, все внутренние поверхности которых облицовываются эффективными звукопоглотителями. В проемах устанавливаются две двери с массивным полотном многослойной конструкции. Полотно имеет герметизирующие прокладки, обеспечивающие плотное прилегание двери к дверной коробке.

Конструкция притворов студийных дверей показана на рис. 5.31. Смотровые окна между студией и аппаратной имеют трехслойную конструкцию из толстых стекол толщиной 6...9 мм. Все стекла изолированы по периметру прокладками из профильной резины, обеспечивающими их плотное, без малейших щелей, прилегание к рамам.

Вентиляционные каналы студий облицовывают внутри звукопоглощающим материалом. Предусматривают глушители, обеспечивающие эффективное снижение шумов, обусловленных работой двигателей вентиляторов.



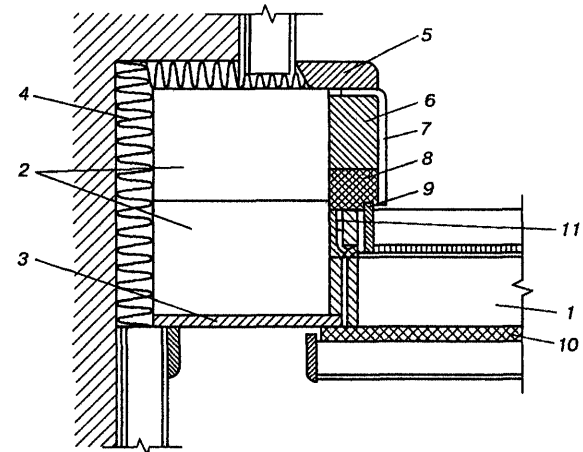



**Рис. 5.31.** Конструкция притворов студийных дверей

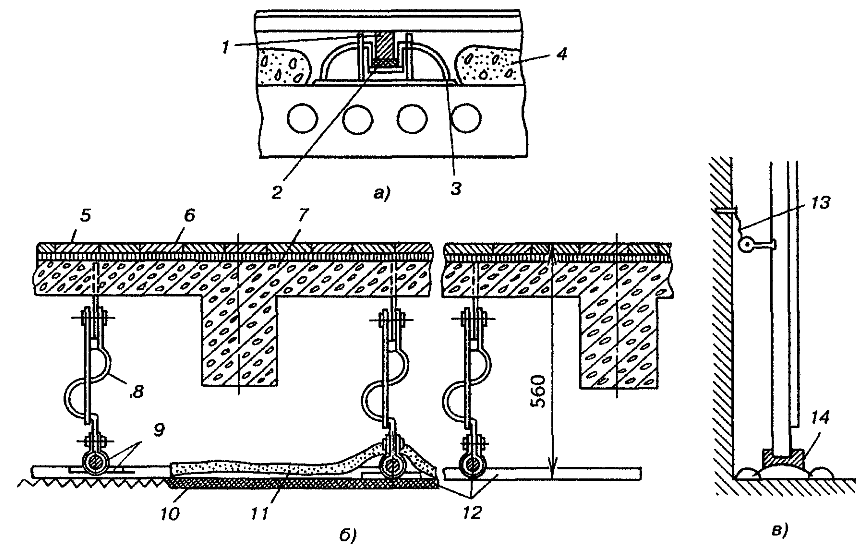



**Рис. 5.32.** Защита студийного помещения от проникновения структурных шумов: *1* — деревянная лага; *2* — упругая прокладка; *3* — пружина; *4* — шлаковата; *5* — паркет; *6* — асфальт; *7* — монолитное железобетонное покрытие; *8* — пружинная полоска; *9* — прокладка; *10* — штукатурка по сетке; *11* — мат из асбестовой крошки (отходы в марле); *12* — каркас из круглого железа диаметром 25 мм; *13* — пружина; *14* — упругая опора

Стены студий значительной толщины (обычно из кирпича) позволяют обеспечить высокую звукоизоляцию. Для повышения звукоизоляции перегородки (стены) студий часто делают слоистыми (многослой-

ными), подбирая для них материалы с резко отличающимися акустическими сопротивлениями. Стены выполняют двойными с промежутком, заполненным хорошо поглощающим звук материалом. Сами стены (для уменьшения мембранного переноса) должны быть массивными, чтобы их резонанс был на очень низких частотах. Для защиты перегородок от вибрации их устанавливают на виброизолирующие прокладки.

Для защиты студий от структурных звуков, распространяющихся по конструкциям здания, часто используется схема, получившая название «коробка в коробке». Студия при этом имеет отдельный фундамент, на котором монтируются ее стены, образующие внутреннюю «коробку». На расстоянии 200...500 мм от нее сооружается внешняя «коробка», поверхности которой могут быть как внешними, так и внутренними стенами здания. Подобное двойное ограждение обеспечивает высокую звукоизоляцию от воздушного шума и эффективно снижает структурные звуки. Иногда внутренняя «коробка» не имеет отдельного фундамента, а подвешивается на пружинах или резиновых амортизаторах.

На рис. 5.32 дан пример выполнения плавающего пола (*а*), подвесного потолка (*б*) и упруго установленных на амортизаторах стен (*в*).

## Контрольные вопросы

1. Каково назначение студий? Из каких соображений выбираются их размеры?
2. Что называется спектром собственных частот студий? Как он выглядит? Как влияет на слуховое восприятие?
3. Что называют основным, дополнительным и добавочным фондами звукопоглощения студии? Как эти величины определяются?
4. Изобразите графически временнýю структуру реверберационного процесса в помещении Поясните его особенности и роль первых дискретных отражений.
5. Как выглядят кратковременная корреляционная функция импульсного отклика помещения? Какие выводы могут быть сделаны из анализа ее формы?
6. Изобразите процессы нарастания и спада звуковой энергии в помещения. Оцените их влияние на слуховое восприятие.
7. Чем определяется длительность процесса реверберации в студии?
8. Определите понятия: стандартное время реверберации, акустическое отношение, время эквивалентной реверберации, разборчивость, а также четкость, диффузность звукового поля, индекс диффузности.
9. Что называется временем оптимальной реверберации? Как зависит эта величина от объема помещения, жанра программы, частоты? Изобразите типовые кривые зависимости изменения времени оптимальной реверберации от частоты для речевых и музыкальных сигналов
10. Назовите дополнительные критерии акустического качества помещений
11. Чему равен допустимый уровень звукового фона в студии? Как обеспечивается звукоизоляция студий от внешних источников шума?
12. Каковы оперативные методы изменения реверберации в студиях?

*Глава 6*

# Электромеханические системы и элементы

## 6.1. Электромеханическое преобразование

Основным содержанием электроакустики является теория, расчет и конструирование устройств, при помощи которых механические колебания преобразуются в электрические и обратно. Приборы, в которых электрические сигналы преобразуются в механические или наоборот, называются ***электромеханическими преобразователями***.

Устройства, преобразующие механические колебания в электрические, называются ***преобразователями-генераторами***, а приборы, преобразующие электрические колебания в механические — ***преобразователями-двигателями***. Применяемые в технике звукопередачи микрофоны и громкоговорители являются электроакустическими преобразователями. Так, энергия электрического сигнала, подведенная к громкоговорителю, преобразуется в механическую энергию колебаний подвижной системы, за счет которых возникает акустический сигнал. В микрофонах под действием звукового давления также возникают колебания некоторой подвижной системы, в результате чего возникает электрический сигнал.

Чтобы преобразование сигналов не сопровождалось искажениями, колебательные процессы на входе и на выходе преобразователя должны выражаться подобными функциями времени, различающимися лишь постоянными множителями пропорциональности. Иначе говоря, зависимость между электрическими и механическими величинами на входе и на выходе преобразователя должна выражаться линейными уравнениями.

Большинство преобразователей, применяемых в электроакустической технике, являются обратимыми, т.е. они способными выполнять электромеханическое преобразование в обоих направлениях. Высказанное положение об обратимости преобразования энергии по сути дела сводится к утверждению, что потери мощности при прямой и обратной передаче энергии одинаковы Этот принцип может быть назван принципом *взаимности* или *обратимости*

При преобразовании электрической энергии в механическую могут быть использованы механические силы, возникающие либо в результате

действия магнитного поля тока, либо при взаимодействии заряженных тел. В соответствии с этим будем различать преобразователи индуктивного типа, работа которых основана на использовании сил электромагнитного поля, и преобразователи емкостного типа, работа которых основана на использовании сил электростатического поля.

## 6.2. Преобразователь как четырехполюсник

Будем рассматривать электромеханический преобразователь как четырехполюсник. Однако это не совсем обычный четырехполюсник: входные величины имеют электрическую природу, а выходные — механическую в случае пребразователя-двигателя (рис. 6.1,*а*) и наоборот — в случае преобразователя-генератора (рис. 6.1,*б*).

На данном основании можно характеризовать генератор как четырехполюсник с механическим входом и электрическим выходом и соответственно двигатель — как четырехполюсник с электрическим входом и механическим выходом. Электрическая сторона преобразователя характеризуется током $I$ и напряжением $U$, механическая сторона — силой $F$ и колебательной скоростью $v$.

За положительное направление тока $I$ и колебательной скорости $v$ принимается направление к преобразователю. За положительное направление силы $F$ принято направление от входа к выходу. За положительное напряжение $U$ принято: со стороны входа при обходе по часовой стрелке, а со стороны выхода — против.

Уравнения линейного обратимого преобразователя могут быть записаны в классической форме уравнений пассивного четырехполюсника:

$$\left.\begin{aligned} U &= Av + BF; \\ I &= Cv + DF, \end{aligned}\right\} \tag{6.1}$$

где $A$, $B$, $C$, $D$ — коэффициенты, смысл которых поясним позже. Эти уравнения характеризуют преобразователь-двигатель.

Преобразователь-генератор можно рассматривать как обращенный электромеханический четырехполюсник. При передаче энергии в обратную сторону, т.е. при обращении четырехполюсника, решив последнюю

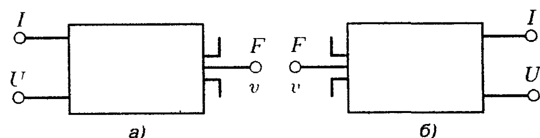



**Рис. 6.1.** Общая схема электромеханического преобразователя



систему относительно $v$ и $F$, получим:

$$\left.\begin{aligned} v &= (BI - DU)/(CB - DA); \\ F &= (Cv - AI)/(CB - DA). \end{aligned}\right\} \tag{6.2}$$

Из теории электрических цепей известно, что при обращении четырехполюсника необходимо соблюдать правило знаков. Так, для преобразователя индуктивного типа следует принять $CB - DA = 1$, а для преобразователя емкостного типа $CB - DA = -1$. После этого уравнения (6.2) для преобразователей обоих типов примут вид:

$$\left.\begin{aligned} v &= DU + BI; \\ F &= CU + AI. \end{aligned}\right\} \tag{6.3}$$

Определим физический смысл коэффициентов. Предположим, что преобразователь работает в режиме холостого хода (хх) в качестве двигателя (например, заторможенный громкоговоритель, т.е. $v = 0$) и в качестве генератора (например, ненагруженный микрофон, т.е. $I = 0$). Тогда на основании (6.1) и (6.3) получим для этого режима:

$$\left.\begin{aligned} U &= BF_0; \\ I &= DF_0; \end{aligned}\right\} \tag{6.4}$$

$$\left.\begin{aligned} v &= DU_0; \\ F &= CU_0. \end{aligned}\right\} \tag{6.5}$$

Отсюда

$$\frac{F_0}{i} = \frac{U_O}{v} = \frac{1}{D} = K. \tag{6.6}$$

Эта важная формула выражает теорему взаимности в применении к электромеханическому преобразователю. Коэффициент $K$ носит название *коэффициента электромеханической связи.*

Поясним физический смысл и практическое значение коэффициента электромеханической связи. Пусть имеется преобразователь в виде витка провода длиной $\ell$, расположенного перпендикулярно силовым линиям магнитного поля, индукция которого равна $B_0$ (рис. 6.2,*а*)

При пропускании по проводнику тока на проводник действует сила, равная по закону Био–Савара:

$$F_0 = B_0 \ell I. \tag{6.7}$$

Эта сила приводит проводник в движение На этом принципе основана работа электродинамического громкоговорителя Если проводник, находящийся в магнитном поле, будет приведен в движение со скоростью $v$, то в нем будет индуцироваться электродвижущая сила $E_0$ (рис. 6.2,*б*)

$$E_0 = B_0 \ell v. \tag{6.8}$$

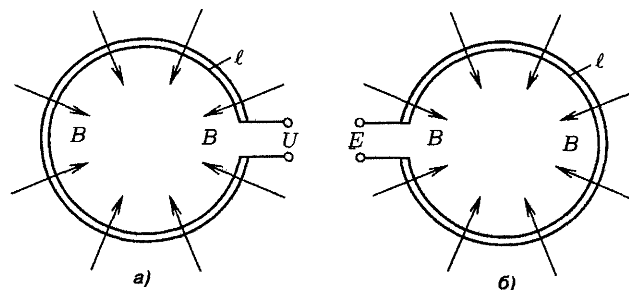



**Рис. 6.2.** Преобразователь динамического типа

т е преобразователь будет работать как генератор. На этом принципе основана работа электродинамических микрофонов

Из выражений (6.7) и (6 8) можно определить коэффициент электромеханической связи преобразователя электродинамической системы

$$K = F_0/I = E_0/v = B\ell. \tag{6.9}$$

Используя законы электростатического поля можно пояснить работу электростатических преобразователей

Если взять конденсатор с постоянным напряжением на его обкладках $U_0$ и одну из его обкладок колебать с переменной скоростью $v$ (рис 6 3,*а*), то на конденсаторе будет создаваться переменная ЭДС

$$E = \frac{U_0 v}{j\omega d}, \tag{6 10}$$

где $d$ — расстояние между обкладками конденсатора в отсутствии колебаний, $\omega$ — частота колебаний Действительно, изменение расстояния между обкладками конденсатора изменяет его емкость, что в свою очередь вызывает изменение заряда конденсатора, т е переменного тока На этом принципе основана работа конденсаторного микрофона

В то же время, если через этот конденсатор будет протекать переменный ток $I$, вызванный приложенным к нему переменным напряжением (рис 6 3,*б*), то между обкладками конденсатора будет действо-

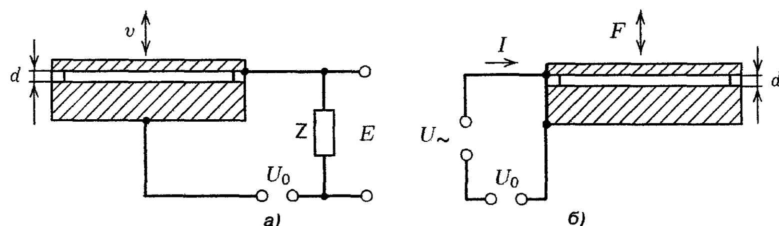



**Рис. 6.3.** Преобразователь конденсаторного типа



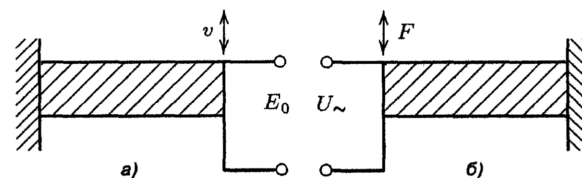



**Рис. 6.4.** Преобразователь пьезоэлектрического типа

вать переменная сила

$$F = \frac{U_0 I}{j\omega d}. \tag{6.11}$$

На этом принципе основана работа конденсаторного (электростатического) громкоговорителя

Из выражений (6 10) и (6.11) можно определить коэффициент электромеханической связи преобразователя *емкостной (электростатической) системы*

$$K = \frac{F_0}{i} = \frac{E_0}{v} = \frac{U_0}{j\omega d} \tag{6 12}$$

Мнимая величина коэффициента электромеханической связи показывает, что сила и ток сдвинуты по фазе на 90° Следует обратить внимание на зависимость коэффициента электромеханической связи от частоты передаваемых колебаний Чтобы не возникало нелинейных искажений необходимо выбирать $U_0 \gg U$

Если пластину пьезокристалла деформировать, например, заставить один из ее концов колебаться со скоростью $v$, например, под действием внешней силы, (рис 6 4,*а*), то на ее электродах образуется переменная ЭДС

$$E_0 = \frac{k\ell^2}{j\omega h^2} v, \tag{6 13}$$

где $\ell$, $h$ — длина и толщина пластины соответственно, $k$ — коэффициент пьезоэффекта

Это явление называется *прямым пьезоэффектом* и используется в преобразователях-генераторах (микрофонах)

Если ту же пластину поместить в переменное электрическое поле, иначе говоря, на электроды такой пластинки подать переменное напряжение $U_\sim$, вызывающее ток $I$ (рис 6 4,*б*) то пластинка будет испытывать переменную силу $F_0$ и колебаться с некоторой скоростью $v$

$$F_0 = \frac{k\ell^2 I}{j\omega h^2} \tag{6 14}$$

Это явление называется *обратным пьезоэффектом* и используется в преобразователях-двигателях (излучателях) Коэффициент электроме-

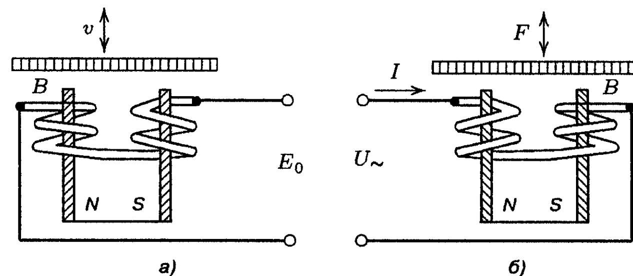



**Рис. 6.5.** Преобразователь электромагнитного типа

ханической связи для пьезоэлектрических преобразователей с изгибной деформацией определяется как

$$K = \frac{k\ell^2}{\omega h^2}. \tag{6.15}$$

Если мембрану из ферромагнитного материала приближать к полюсным наконечникам постоянного магнита или удалять от них (рис. 6.5,*а*), т.е. изменять магнитный поток, протекающий через сердечники катушек, то в катушках будет индуцироваться ЭДС

$$E_0 = B_0 L_к v/n, \tag{6.16}$$

где $n$ — число витков катушки; $B_0$ — индукция в магнитной цепи (в отсутствии колебаний); $L_к$ — индуктивность катушки. На этом принципе основана работа электромагнитных микрофонов и звукоснимателей механической записи звука.

Если к катушкам приложить переменное напряжение $U_\sim$, создающее в них ток $I$ (рис. 6.5,*б*), то при условии $B_\sim \ll B_0$ на мембрану будет действовать переменная сила

$$F_0 = B_0 L_к I/n. \tag{6.17}$$

На рассмотренном принципе основана работа электромагнитных громкоговорителей и телефонов.

Электромеханический преобразователь электромагнитной системы имеет коэффициент электромеханической связи

$$K = B_0 L_к/n. \tag{6.18}$$

Определим остальные коэффициенты уравнений (6.1).

В режиме холостого хода механической части двигателя ($v = 0$) соотношение между током и напряжением в электрической части определяется только электрическим сопротивлением преобразователя. Разделив уравнения (6.4) друг на друга, получим

$$U/I = B/D = Z_0, \tag{6.19}$$



где $Z_0$ — собственное электрическое сопротивление преобразователя. Отсюда

$$B = DZ_0 = Z_0/K. \tag{6.20}$$

Рассуждая аналогичным образом применительно к преобразователю-генератору, получим из уравнений (6.5)

$$F/v = C/D = z_0, \tag{6.21}$$

где $z_0$ — собственное механическое сопротивление подвижной части преобразователя. Отсюда

$$C = Dz_0 = z_0/K. \tag{6.22}$$

Наконец, коэффициент $A$ получим из соотношения между коэффициентами пассивного четырехполюсника:

$$A = \frac{1+BC}{D} = K\left(1 + \frac{z_0 Z_0}{K^2}\right). \tag{6.23}$$

Итак, уравнения (6.1) преобразователя-двигателя могут теперь быть записаны в следующей форме:

$$\left.\begin{aligned} U &= K\left(1 + \frac{z_0 Z_0}{K^2}\right)v + \frac{Z_0}{k}F; \\ I &= \frac{z_0}{K}v + \frac{1}{K}F. \end{aligned}\right\} \tag{6.24}$$

Аналогичную форму можно придать и уравнениям (6.3). Располагая всеми выведенными соотношениями, мы можем решать любую задачу о поведении преобразователя при его работе в произвольном режиме.

Рассмотрим, например, входное сопротивление преобразователя-двигателя. Деля уравнения (6.24) друг на друга, получаем

$$\frac{U}{I} = Z = \frac{Av + BF}{Cv + DF} = \frac{A + Bz}{C + Dz}, \tag{6.25}$$

где $Z$ и $z$ — соответственно полное электрическое и полное механическое сопротивления преобразователя-двигателя. Подставляя в это общее выражение значение коэффициентов, находим

$$Z = \frac{K(1 + z_0 Z_0/K^2) + zZ_0/K}{z_0/K + Z/K} = Z_0 + \frac{K^2}{z_0 + z} = Z_0 + Z_{вн}, \tag{6.26}$$

где $Z_{вн}$ — внесенное электрическое сопротивление.

Это тоже очень важная формула. Смысл ее состоит в том, что собственное электрическое сопротивление преобразователя в результате реакции механической части возрастает на величину $Z_{вн} = K^2/(z_0 + z)$, называемую иногда *внесенным электрическим сопротивлением*.

Физический смысл внесенного сопротивления индуктивного преобразователя поясним на примере. Если к проводнику, находящемуся в

магнитном поле, приложить напряжение, то появившийся ток обусловит возникновение силы и движение проводника. Однако ввиду обратимости преобразователя движение провода будет сопряжено с возникновением в этом проводе ЭДС. Последняя, как известно из законов индукции, «препятствует причине, ее вызвавшей» и часто называется противоЭДС, так как направлена против приложенного напряжения. В соответствии с этим произойдет уменьшение напряжения и тока, что эквивалентно внесению дополнительного сопротивления в электрическую цепь.

## 6.3. Эквивалентные схемы преобразователей

На рис. 6.6,*а* представлена общая эквивалентная схема преобразователя-двигателя. Элемент К означает собственно преобразователь, часть схемы слева от К изображает электрическую схему, часть схемы справа от К есть эквивалентная схема механической части. На рис. 6.6,*б* изображена эквивалентная электрическая схема, составленная из двух сопротивлений — электрического сопротивления $Z_0$ и внесенного электрического сопротивления $Z_{\text{вн}}$.

Рассмотрим теперь преобразователь-генератор. Для этого случая эквивалентная схема принимает вид, показанный на рис. 6.7.

Входное механическое сопротивление генератора получим, разделив друг на друга уравнения (6.3):

$$\frac{F}{v} = \frac{CU + AI}{DU + BI} = \frac{CZ + A}{DZ + B} = \frac{z_0 Z/K + K(1 + z_0 Z_0/K)}{Z/K + Z_0/K} =$$

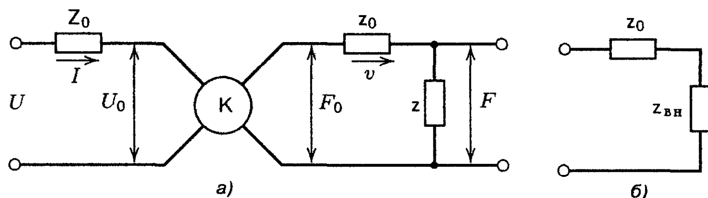



**Рис. 6.6.** Эквивалентные схемы преобразователя-двигателя: *а* — общая; *б* — электрическая

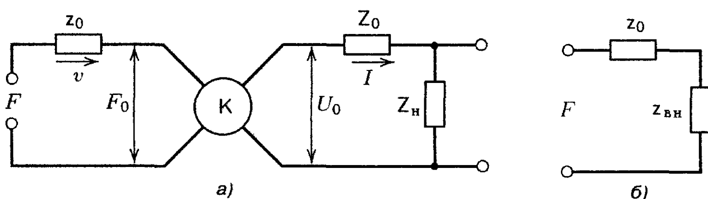



**Рис. 6.7.** Эквивалентные схемы преобразователя-генератора *а* — общая, *б* — механическая



$$= Z_0 + \frac{K^2}{Z_0 + Z} = z_0 + z_{\text{вн}}. \tag{6.27}$$

Полученное выражение совершенно аналогично (6.26) с той лишь разницей, что механические и электрические сопротивления поменялись местами.

## 6.4. Метод электромеханических аналогий

В электроакустических устройствах применяются сложные механические или *механоакустические колебательные системы*. Их анализ обычными методами механики — составлением и решением уравнений сил для каждого элемента — связан с большими затруднениями. Техника расчета сложных колебательных систем упрощается при использовании метода электромеханических аналогий.

В основе этого метода лежит сходство между уравнениями, описывающими колебательные явления разной физической природы — электрические и механические. Если уравнения аналогичны, то одинаковы и их решения. Поэтому решение той или иной механической задачи может быть заменено решением сходной электротехнической задачи. Такая замена оказалась весьма удобной, так как, с одной стороны, теория сложных электрических цепей была разработана еще в конце позапрошлого столетия, т.е. значительно раньше, чем появилась необходимость решения подобных механических задач, а с другой стороны, электроакустикой с самого начала занимались инженеры-электрики, для которых естественно стремление решать механические задачи понятными им методами теории электрических цепей.

Таким образом, суть *метода электромеханических аналогий*, заключается в том, что любую механическую колебательную систему можно заменить аналогичной ей электрической. Для анализа последней можно применять хорошо разработанный математический аппарат, используемый в теории электрических цепей. Результаты анализа переносят на механическую колебательную систему с учетом аналогов их элементов.

Наибольшее применение получила система электромеханических аналогий, базирующаяся на сходстве уравнений Кирхгофа для последовательного электрического контура и принципом Даламбера для механического узла.

Рассмотрим колебательный процесс простейшей механической системы с одной степенью свободы (движение возможно только в вертикальном направлении).

Пусть сила $F$ действует на тело, обладающее массой $m$, скрепленное с пружиной, упругость которой равна $D$ (рис. 6.8,*а*)

По закону Даламбера для того, чтобы система была в равновесии, внешняя вынуждающая сила должна уравновешиваться силами реакции системы

$$F = F_1 + F_2 + F_3, \tag{6.28}$$

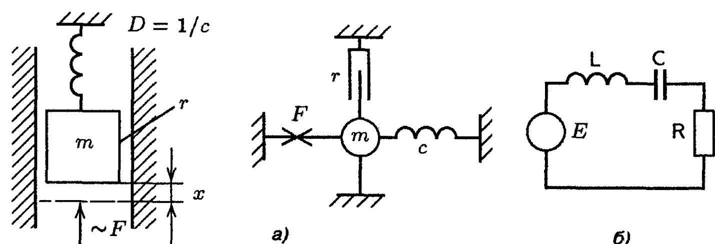



**Рис. 6.8.** Модель простейшей механической системы (*а*) и ее электрический аналог (*б*)

где $F_1 = m\dfrac{d^2x}{dt^2}$ — сила реакции массы; $F_2 = r\dfrac{dx}{dt}$ — сила трения; $F_3 = Dx$ — сила упругости пружины. Тогда

$$F = m\frac{d^2x}{dt^2} + r\frac{dx}{dt} + \frac{x}{c}, \tag{6.29}$$

где $r$ — коэффициент трения; $c = 1/D$ — гибкость пружины.

Это уравнение совершенно аналогично уравнению движения зарядов в последовательном одиночном контуре (рис. 6.8,*б*)

$$E = L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{q}{C}, \tag{6.30}$$

где $L, R, C$ — индуктивность, сопротивление и емкость соответственно; $q$ — количество электричества (заряда).

Отметим математическую аналогию между током $I = \dfrac{dq}{dt}$ и колебательной скоростью $v = \dfrac{dx}{dt}$. Поскольку в электротехнике отношение напряжения к току называется *электрическим сопротивлением*, то для цепи, изображенной на рис. 6.8,*б*,

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \tag{6.31}$$

Аналогично для механической колебательной системы

$$\frac{F}{v} = z = r + j\left(\omega m - \frac{1}{\omega c}\right). \tag{6.32}$$

Последнее уравнение можно назвать *механическим законом Ома*. Естественно, что единица измерения механического сопротивления получила название *мехом*. Размерность механического сопротивления — кг·м/с.

Аналогично можно определить резонансные частоты: для электрической цепи $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, а для механической $\omega_0 = 1/\sqrt{mc}$.

Следовательно, между скоростью колебаний, внешней силой, параметрами механической системы и частотой имеет место такое же соот-



Таблица 6.1

| Механические величины | | Электрические аналоги | |
|---|---|---|---|
| Наименование | Обозначения | Наименование | Обозначения |
| Масса | $m$ | Индуктивность | L |
| Гибкость | c | Емкость | C |
| Трение | r | Активное сопротивление | R |
| Точка приложения силы | $F$ | Источник ЭДС, напряжение | $E, U$ |
| Колебательная скорость | $V$ | Ток | $I$ |
| Комплексное механическое сопротивление | z | Комплексное электрическое сопротивление | Z |
| Трансформатор акустический $n = S_1/S_2$ | $S_1$ $S_2$ | Трансформатор электрический $n = W_1/W_2$ | $W_1$ $W_2$ |

ношение, как между током, ЭДС, параметрами электрической цепи и частотой в эквивалентной электрической цепи.

Другими словами, индуктивность, активное сопротивление и емкость являются аналогами соответственно массы, сопротивления трения и гибкости.

Следует заметить, что указанные аналоги носят не чисто формальный характер, но и имеют физический смысл. Так, индуктивность в электрической цепи препятствует мгновенному нарастанию и уменьшению тока при включении и выключении источника напряжения.

Такую же роль выполняет масса в механических системах. Инерционность тела препятствует мгновенному нарастанию скорости при приложении силы и не дает телу сразу останавливаться.

Из-за активного сопротивления в электрической цепи часть энергии тока превращается в тепло. Также превращается в тепло при наличии трения часть механической энергии.

Энергия заряженного конденсатора аналогична энергии сжатой пружины.

Обобщая все вышеизложенное, составим таблицу электромеханических аналогов (табл. 6.1).

Итак, принимаем, что ток в электрической схеме аналогичен колебательной скорости в механической системе, а ЭДС в электрической системе — силе в механической системе. Отсюда сразу следует и определение соответствия между способами соединения в механической и аналогичной ей электрической системах: соединению механических элементов *цепочкой* соответствует параллельное соединение электрических двухполюсников; соединению в *узлы* — последовательное соединение.

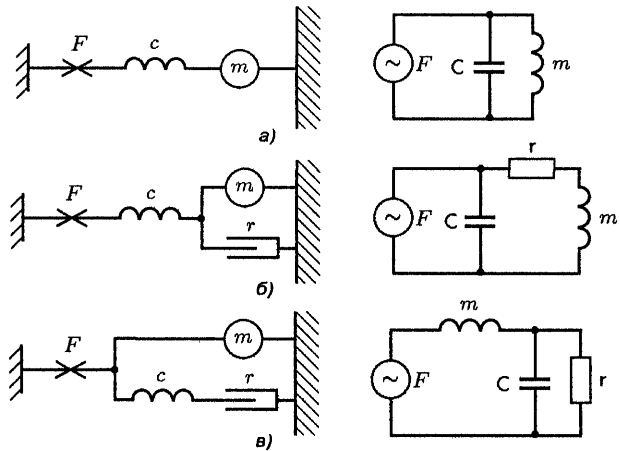



**Рис. 6.9.** Примеры эквивалентных схем для простых механических моделей

На основании этих соображений мы можем составить первые эквивалентные схемы, т.е. электрические схемы, аналогичные (эквивалентные) данным механическим системам (рис. 6.9).

Для приведенных на рис. 6.9 простейших механических систем составление эквивалентных схем не вызывает особых затруднений и может быть выполнено без применения каких-либо систематических правил. Однако для более сложных механических систем желательно использование определенных общих приемов, которые давали бы известную гарантию безошибочности составления эквивалентной электрической цепи. Рассмотрим здесь и в дальнейшем будем использовать один из методов составления эквивалентных схем — метод, предложенный Г.А. Гамбурцевым.

Прежде чем рассматривать эти правила, отметим, что самым трудным является построение механической схемы устройства. Оно должно начинаться с выявления элементов механизма, участвующих в движении. Затем определяется масса, на которую непосредственно действует внешняя вынуждающая сила. Сила на механической схеме должна быть приложена к массе относительно неподвижной точки механизма. Остальные элементы, связанные с этой массой, включаются относительно направления ее движения или последовательно или параллельно. При определении способа включения следует пользоваться простым правилом если движение передается через данный элемент и его изъятие повлечет за собой прекращение передачи движения, то данный элемент должен включаться последовательно; если изъятие элемента не влечет за собой прекращение передачи движения, то этот элемент включается параллельно относительно направления действия силы.

Дальнейшая передача движения изображается на схеме при помощи других элементов, участвующих в движении Здесь очень важно опре-



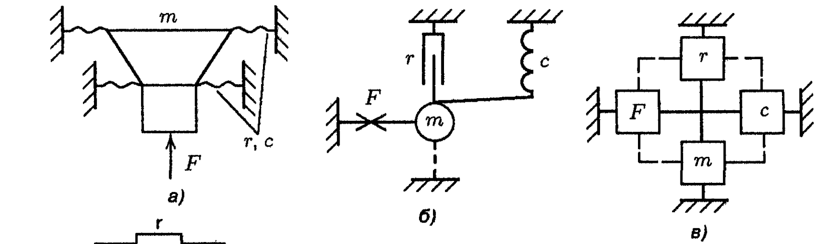



**Рис. 6.10.** К построению схемы электрического аналога механической системы

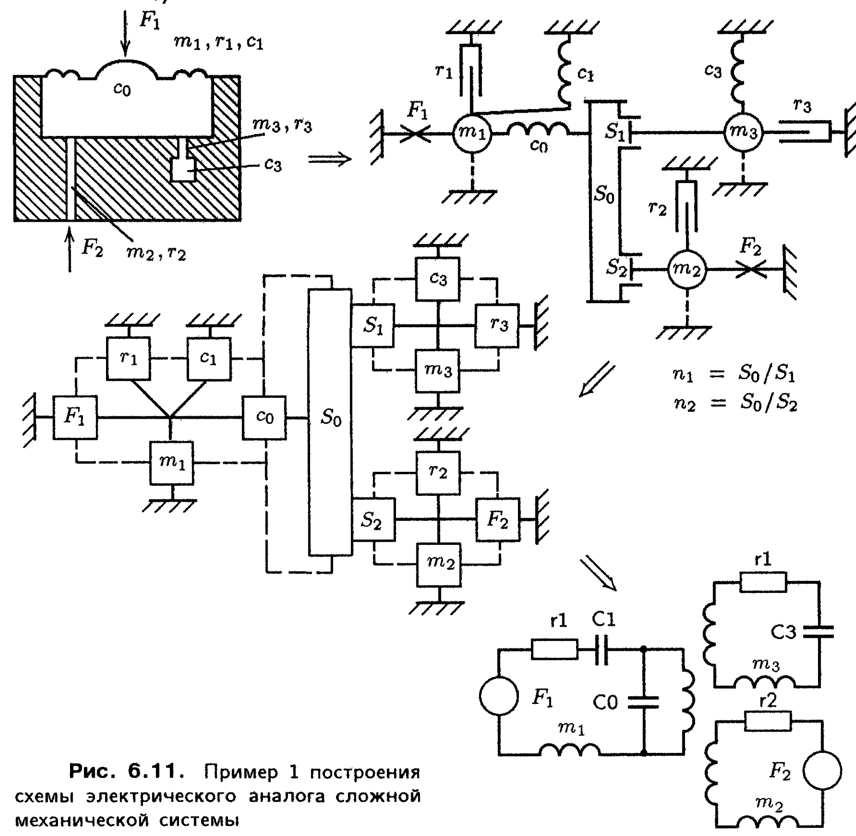



**Рис. 6.11.** Пример 1 построения схемы электрического аналога сложной механической системы

делить, через какие элементы движение от массы, к которой приложена внешняя сила, передается другим массам механизма.

Правила построения схем электрических аналогов механических систем рассмотрим на примере упрощенной модели электродинамической

$$n_1 = S_0/S_1$$
$$n_2 = S_0/S_2$$

**Рис. 6.12.** Пример 2 построения схемы электрического аналога сложной механической системы



головки громкоговорителя (рис. 6.10,*а*). На схеме $F$ — сила, действующая на катушку при протекании тока; $c$ — общая гибкость подвеса диффузора; $r$ — потери на молекулярное трения подвеса; $m$ — масса диффузора и катушки.

Итак, для построения электрического аналога:

1. Вычерчивается схема механической колебательной системы. Построение начинается с точки приложения силы (рис. 6.10,*б*). Линии, соединяющие элементы механической схемы, называются *линиями механической связи*. При этом обязательно учитывается, что масса смещается относительно неподвижной точки. На схеме это обозначается штриховой линией, соединяющей массу с неподвижной точкой механизма.

2. Механическая схема перечерчивается. При этом все элементы схемы заменяются квадратиками с буквенными обозначениями их элементов. Исключение составляют трансформаторы, у которых первичная обмотка заменяется прямоугольником, а вторичная (вторичные) — примыкающим к нему квадратиком (рис. 6.11, 6.12). Элементы массы сдвигаются по штриховой линии в сторону неподвижной точки, штриховая линия заменяется сплошной (рис. 6.10,*в*). На месте массы формируется узел.

Все квадратики соединяются штриховыми линиями, которые при пересечении каждого квадрата проводятся перпендикулярно линиям механической связи и образуют замкнутые контуры. Эти прерывистые линии должны быть соединены без пересечения линий механической связи так, чтобы внутри замкнутых контуров не оказалось неподвижных частей механизма.

3. Перечерчивается схема, образованная прерывистыми линиями, причем квадратики заменяются изображениями соответствующих электрических аналогов (рис. 6.10,*г*). В получившейся схеме оставляют обозначения механических величин.

## 6.5. Акустические системы

Кроме механических колебательных систем, в электроакустических преобразователях используются так называемые *акустические колебательные системы*, в которых отдельные элементы представляют собой газообразную среду. Акустические системы используются в виде полостей, каналов, объемных резонаторов, которые в сочетании могут образовывать сложные устройства, по своему действию аналогичные различного рода резонансным контурам, фильтрам и т.д. Примером простейшей акустической колебательной системы является резонатор Гельмгольца (рис. 6.13).

Строго говоря, резонатор представляет собой систему с распределенными параметрами. Однако если размеры резонатора малы по сравнению с длиной волны действующих на резонатор колебаний, то практически можно рассматривать такую систему, как систему с сосредоточенными параметрами.

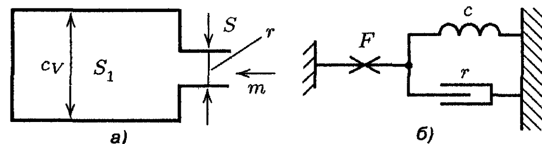



**Рис. 6.13.** Резонатор Гельмгольца (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

Резонатор представляет собой сосуд с объемом полости $V$ и горлом длиною $\ell$ с площадью поперечного сечения $S$. Весь воздух, находящийся в резонаторе, разделяется условно на две части: одна находится в полости, другая — в горле резонатора.

Всю массу воздуха резонатора $m$ считаем сосредоточенной в горле резонатора, где воздух (практически не сжимаясь) будет совершать колебания наподобие жесткого поршня. При колебаниях такого поршня между частицами воздуха и стенками трубки возникает трение $r$. Воздух, заключенный в полости резонатора, обладает в основном упругостью, т.е. выполняет роль элемента гибкости $c_V$. Разумеется, такое разделение справедливо лишь приближенно, так как некоторая часть воздуха в полости обладает инерциальным сопротивлением. Однако при достаточно большом отношении $S_1/S$ ($S$ — площадь сечения полости горла) точность такого приближения вполне удовлетворительна, так как основная часть кинетической энергии колебаний оказывается сосредоточенной в той части воздушного потока резонатора, где колебательная скорость частиц воздуха имеет наибольшее значение, т.е. в горле резонатора.

Таким образом, мы имеем знакомую нам схему механического узла (см. рис. 6.8). Поэтому все полученные ранее результаты справедливы и для рассмотренной акустической колебательной системы. Например, резонансная частота резонатора может быть найдена по формуле $\omega_0 = 1/\sqrt{mc_V}$.

Резонаторы находят большое практическое применение, причем в зависимости от величины и характера активного сопротивления это применение может быть различным. Если активным сопротивлением можно пренебречь, то резонатор проявляет себя как усилитель звуков, частота которых близка или равна его резонансной частоте. Если сопротивление трения $r$ искусственно увеличивается, то резонатор приобретает свойства поглотителя звуковой энергии. На этом основано действие резонансных звукопоглотителей, в которых трение увеличивается при помощи ткани, закрывающей горло резонатора.

В конструкциях электроакустических аппаратов часто используют устройства, обеспечивающие изменение площади сечения колеблющегося потока воздуха. В простейшем виде такое устройство можно представить в виде двух идеальных (невесомых) поршней разной площади, связанных между собой через объем воздуха в камере.

Пусть поршень площади $S_1$ (рис. 6.14,а) под действием силы совершает колебания со скоростью $v_1$. Вытесняемый им поток воздуха



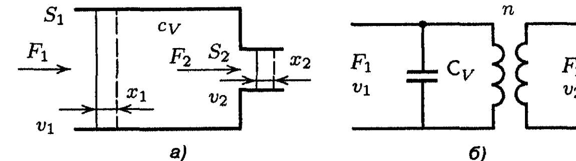



**Рис. 6.14.** Акустический трансформатор

имеет объемную скорость $v_1S_1$. Пренебрегая пока сжимаемостью воздуха в камере, можно считать, что весь вытесненный поток пройдет через сечение $S_2$, так что $v_1S_1 = v_2S_2$, или

$$v_2/v_1 = S_1/S_2 = n. \tag{6.33}$$

При смещении первого поршня на величину $x$ в камере возникает избыточное давление $p_{зв}$, уравновешивающее внешнюю силу так, что $F_1 = p_{зв}S_1$. Это давление действует равномерно на все стенки камеры, в том числе и на поршень $S_2$. Поэтому $F_2 = p_{зв}S_2$. Но так как $p_{зв} = F_1/S_1$, то $F_2 = F_1S_2/S_1$, или

$$F_2/F_1 = S_2/S_1 = n. \tag{6.34}$$

Полученные соотношения аналогичны соответствующим соотношениям в электрическом трансформаторе. Аналогом числа витков в электрическом трансформаторе являются площади сечений отверстий в камере. Роль поршня зачастую играет слой воздуха в соответствующем отверстии. Таким образом, камера является акустическим трансформатором сил и скоростей. Реально воздух в камере, конечно, сжимается, и, следовательно, движение от поршня $S_1$ передается частицам воздуха в отверстии $S_2$ через элемент гибкости объема воздуха в камере.

На схеме электрического аналога акустического трансформатора элемент гибкости может быть включен либо параллельно первичной обмотке трансформатора, либо параллельно вторичной. В электрическом трансформаторе может быть несколько вторичных обмоток. Точно также в акустическом трансформаторе может быть несколько выходных отверстий.

## Контрольные вопросы

1. В чем заключается принцип обратимости применительно к электромеханическому преобразователю?
2 Поясните правила построения схем электрических аналогов механических колебательных систем.
3. Приведите эквивалентные схемы преобразователя-двигателя и преобразователя-генератора.
4. Поясните физический смысл внесенного сопротивления применительно к преобразователю-генератору и преобразователю-двигателю.
5 Объясните принцип метода электромеханических аналогий
6. Каковы особенности акустических колебательных систем (по сравнению с электрическими)?

*Глава 7*

# Микрофоны

## 7.1. Общие сведения, классификация и технические характеристики микрофонов

*Микрофон* — это устройство для преобразования акустических колебаний воздушной среды в электрический сигнал. Существуют различные типы микрофонов, которые находят широкое применение в системах радиовещания, телевидения, телефонии, озвучения, звукоусиления, записи и т.п. Микрофон является первым и одним из наиболее важных звеньев любого электроакустического тракта, как правило, определяющим показатели качества тракта в целом.

Микрофоны классифицируют по различным признакам: по способам преобразования акустических колебаний в электрические; способу воздействия звуковых колебаний на диафрагму; конструктивному исполнению; функциональному назначению; группам сложности.

В зависимости от способа преобразования механических колебаний в электрические микрофоны делятся на электродинамические (катушечные и ленточные), конденсаторные (в том числе и электретные), электромагнитные, пьезоэлектрические, угольные, транзисторные.

Классификация микрофонов по признаку приема звуковых колебаний включает в свой состав следующие основные группы: микрофоны приемники звукового давления; микрофоны приемники градиента давления и микрофоны комбинированные.

Классификация микрофонов по виду диаграммы направленности (ДН) включает следующие группы: ненаправленные (круговые); двусторонне направленные (восьмерочные или косинусоидальные); односторонне направленные — кардиоидные).

Рассмотрим основные технические показатели микрофонов.

*Чувствительность* — отношение напряжения $U$ на выходе микрофона к звуковому давлению $p_{зв}$, действующему на микрофон:

$$E = \frac{U}{p_{зв}} \ [мВ/Па]. \tag{7.1}$$

Чувствительность определяют или по напряжению холостого хода (ЭДС), или по напряжению на номинальной нагрузке. За номинальную нагрузку обычно принимают модуль внутреннего сопротивления микрофона на частоте 1000 Гц.



В зависимости от условий измерения различают чувствительность по свободному и по диффузному полю. *Свободным звуковым полем* называют такое поле, в котором преобладает прямая звуковая волна, а отраженные волны отсутствуют или пренебрежимо малы. *Диффузное звуковое поле* — это такое поле, в каждой точке которого плотность звуковой энергии одинакова и по всем направлениям которого распространяются одинаковые потоки энергии в единицу времени.

*Уровень чувствительности* — чувствительность, выраженная в децибелах относительно величины 1 В/Па.

*Стандартный уровень чувствительности* — выраженное в децибелах отношение напряжения $U_{ном}$, развиваемое на номинальном сопротивлении нагрузки $R_{ном}$ при звуковом давлении 1 Па, к напряжению, соответствующему мощности $P_0 = 1$ мВт, т.е. уровень мощности, отдаваемой микрофоном в номинальную нагрузку при $p_{зв} = 1$ Па:

$$N_{ст} = 20 \lg \frac{U_{ном}}{\sqrt{R_{ном} P_0}} = 20 \lg \frac{E_{ном}}{\sqrt{R_{ном} 10^{-3}}}, \tag{7.2}$$

где $E_{ном} = U_{ном}$ — напряжение на номинальной нагрузке.

*Характеристика направленности* оценивается отношением чувствительности микрофона $E_\theta$, измеренной при приходе звука под углом $\theta$ к осевой чувствительности $E_{ос}$

$$D_\theta = E_\theta / E_{ос}. \tag{7.3}$$

Графическое представление характеристики направленности часто делают в полярных координатах, и такой график называют *диаграммой направленности.*

Из-за направленности микрофона его чувствительность по диффузному полю $E_{диф}$ будет меньше осевой чувствительности. Для учета величины этого уменьшения введен *коэффициент направленности*

$$\Omega = E_{ос}^2 / E_{диф}^2. \tag{7.4}$$

Этот коэффициент определяют на ряде частот или для полосы частот.

Коэффициент направленности, выраженный в децибелах, называется *индексом направленности*:

$$Q_м = 10 \lg \Omega. \tag{7.5}$$

Индекс направленности показывает разницу в уровнях мощности, развиваемой микрофоном, под действием двух источников звука: одного, расположенного на оси, и другого — источника рассеянных звуковых волн, если оба создают в точке расположения микрофона одинаковое давление. Иными словами, индекс направленности показывает величину подавления шума по отношению к сигналу, проходящему по оси микрофона.

*Перепад чувствительности «фронт/тыл»* — отношение осевой чувствительности микрофона к чувствительности $E_{180°}$ (под углом 180° к его оси):

$$Q_{0°/180°} = 20 \lg \frac{E_{\text{ос}}}{E_{180°}} = N_{\text{ос}} - N_{180°}. \quad (7.6)$$

Следует заметить, что даже в отсутствии какого-либо акустического сигнала около микрофона напряжение на его выходе не равно нулю. Наличие напряжения вызвано флюктуациями частиц в окружающей среде и тепловыми шумами в электрической части микрофона.

*Уровень собственных помех (шумов)*, приведенный к акустическому входу, определяют как уровень эквивалентного звукового давления $p_{\text{зв.ш}}$, при воздействии которого на микрофон получилось бы выходное напряжение микрофона $U_{\text{ш}}$, развиваемое им в отсутствии звуковых колебаний, т.е.

$$N_{\text{зв.ш}} = 20 \lg \frac{p_{\text{зв.ш}}}{p_0}, \quad (7.7)$$

где $p_{\text{зв.ш}} = U_{\text{ш}}/E_{\text{ос}}$; $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па.

Кроме вышеперечисленных показателей, микрофон характеризуется и другими показателями, в том числе номинальным диапазоном частот с допустимой неравномерностью частотной характеристики.

## 7.2. Принцип действия микрофонов

Первым получил распространение *угольный микрофон*, который и до сих пор используется в телефонии. В угольном микрофоне (рис. 7.1,*а*) при действии звукового давления на диафрагму *1* она начинает колебаться. В такт этим колебаниям изменяется и сила сжатия зерен угольного порошка *2*, в результате чего изменяется сопротивление между электродами *1* и *3* и ток через микрофон.

Основное преимущество угольного микрофона — высокая чувствительность, позволяющая использовать его без усилителей. Недостатки — большой уровень шума, большая неравномерность частотной характеристики и значительные нелинейные искажения. Эти недостатки угольного микрофона привели к тому, что там, где требуется высокое качество преобразования, например, в звуковом вещании, при звукозаписи и измерениях, его не применяют.

Следующим после угольного появился *электромагнитный микрофон* (рис. 7.1,*б*). В нем ферромагнитная диафрагма *1* располагается перед полюсами *2* магнита *3*. При колебаниях диафрагмы изменяется магнитное сопротивление воздушного зазора, а значит, и магнитный поток через витки обмотки, намотанной на магнитопровод этой системы. Благодаря этому возникает переменное напряжение звуковой частоты, являющееся выходным сигналом микрофона.



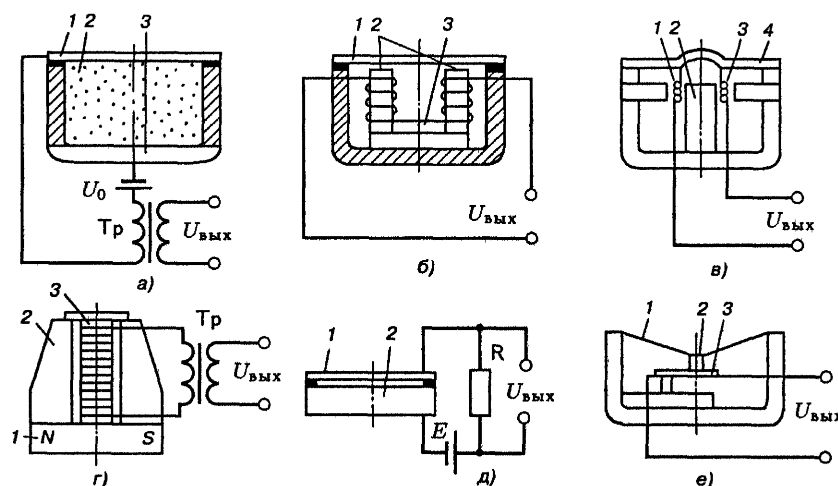



**Рис. 7.1.** Устройство микрофонов: *а* — угольного; *б* — электромагнитного; *в* — электродинамического; *г* — ленточного; *д* — конденсаторного; *е* — пьезоэлектрического

Электромагнитный телефон стабилен в работе, однако ему свойственны узкий частотный диапазон, большая неравномерность частотной характеристики и значительные нелинейные искажения. Этим объясняется тем, что область применения электромагнитных микрофонов ограничена.

Широкое распространение в звуковом вещании получил *электродинамический микрофон* двух модификаций — катушечный и ленточный.

В кольцевом зазоре *1* магнитной системы электродинамического катушечного микрофона (рис. 7.1,*в*), имеющей постоянный магнит *2*, находится подвижная катушка *3*, скрепленная с диафрагмой *4*. При воздействии на диафрагму звукового давления она вместе с подвижной катушкой начинает колебаться. В силу этого в витках катушки возникает напряжение, являющееся выходным сигналом микрофона.

Катушечный микрофон прочен, стабилен в действии, имеет довольно широкий частотный диапазон, но при сравнительно большой неравномерности частотной характеристики.

Устройство *ленточного электродинамического микрофона* несколько отличается от катушечной модификации (рис. 7.1,*г*). Здесь магнитная система состоит из постоянного магнита *1* и полюсных наконечников *2*, между которыми натянута легкая, обычно алюминиевая, тонкая (около 2 мкм) ленточка *3*. При действии на обе ее стороны звукового давления ленточка начинает колебаться, пересекая при этом магнитные силовые линии, вследствие чего на ее концах развивается напряжение.

Так как сопротивление ленточки очень мало, то для уменьшения падения напряжения на соединительных проводах, напряжение, развиваемое на концах ленточки, подается на первичную обмотку повышаю-

щего трансформатора (Тр), размешенного в непосредственной близости от ленточки.

Частотный диапазон этого микрофона довольно широк, а неравномерность частотной характеристики невелика.

В электроакустических трактах высокого качества наибольшее распространение получил *конденсаторный микрофон.* Конденсаторный микрофон работает следующим образом (рис. 7.1,*д*). Жестко натянутая мембрана *1* под воздействием звукового давления может колебаться относительно неподвижного электрода *2*. Мембрана вместе с этим электродом являются обкладками электрического конденсатора. Этот конденсатор включается в электрическую цепь последовательно с источником постоянного тока E и активным нагрузочным сопротивлением R. При колебаниях мембраны емкость конденсатора меняется, в электрической цепи появляется переменный ток, и на нагрузочном сопротивлении возникает падение напряжения, являющееся выходным сигналом микрофона.

*Электретный микрофон* подобен конденсаторному, но разность потенциалов на обкладках обеспечивается не внешним источником, а электрическим зарядом мембраны или неподвижного электрода, материалы которых отличаются тем, что способны сохранять этот заряд длительное время.

Некоторое распространение получили *пьезоэлектрические микрофоны* (рис. 7.1,*е*). Их действие основано на том, что звуковое давление воздействует непосредственно или через диафрагму *1* и скрепленный с ней стержень *2* на пьезоэлектрический элемент *3*. При деформации последнего возникает напряжение. Область применения пьезоэлектрических микрофонов в последнее время расширилась благодаря появлению используемых для диафрагм новых синтетических пленочных покрытий, обладающих пьезоэлектрическим эффектом.

Действие *транзисторных микрофонов* основывается на том, что под действием звукового давления на диафрагму скрепленное с ней острие, являющееся одновременно эмиттером полупроводникового триода, изменяет сопротивление эмиттерного перехода. Хотя такие микрофоны достаточно чувствительны, но в работе не стабильны и обладают узкой и неравномерной частотной характеристикой.

Следует заметить, что угольный и транзисторный микрофоны являются необратимыми преобразователями и относятся к так называемым релейным преобразователям. Как ясно из предыдущего, оба типа микрофонов выступают в качестве устройств, управляющих энергией источника тока.

## 7.3. Микрофон как электромеханический преобразователь

По определению, чувствительность микрофона равна отношению напряжения на выходе микрофона к звуковому давлению, действую-



щего на него (7.1):

$$E = U/p_{зв}.$$

Как видно из рис. 6.7, при работе микрофона на нагрузку напряжение на его выходе

$$U = U_0 \frac{Z_н}{Z_0 + Z_н}. \tag{7.8}$$

Напряжение холостого хода $U_0$ согласно (6.6)

$$U_0 = Kv. \tag{7.9}$$

В свою очередь, как следует из (6.27),

$$v = \frac{F}{z_0 + z_{вн}}. \tag{7.10}$$

Действующая на микрофон сила пропорциональна звуковому давлению в свободном звуковом поле:

$$F = a_{ак} p_{зв}, \tag{7.11}$$

где $a_{ак}$ — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность площади и называемый *акустической характеристикой.*

Подставляя (7.9)–(7.11) в (7.8), имеем

$$E = a_{ак} \frac{k}{z_0 + z_{вн}} \frac{Z_н}{Z_0 + Z_{вн}}. \tag{7.12}$$

Величину $k/(z_0 + z_{вн})$ называют механической характеристикой $a_{мех}$, а величину $a_{эл} = Z_н/(Z_0 + Z_{вн})$ — электрической характеристикой. Отсюда получается общая формула, определяющая чувствительность микрофона:

$$E = a_{ак} a_{мех} a_{эл} = a_{ак} \frac{k}{z + K^2/(z_0 + z_{вн})} \frac{Z_н}{Z_н + Z_0}. \tag{7.13}$$

## 7.4. Микрофон как приемник звука

В зависимости от строения акустической части различают микрофоны — приемники давления, приемники градиента давления и комбинированные.

Характерной особенностью *приемника давления* является то, что его приемная диафрагма открыта для действия звуковых волн только с одной стороны (рис. 7 2,*а*). Внутреннее устройство микрофона и способ электромеханического преобразования в данном случае значения не имеют.

Для частот, на которых размеры диафрагмы меньше длины волны, сила $F$, действующая на диафрагму, определяется как $F = p_{зв} S$

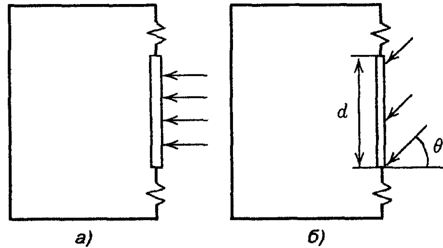



**Рис. 7.2.** Схематичное изображение приемника давления

Если же размеры диафрагмы сравнимы с длиной волны, то имеет место явление интерференции и сила, действующая на диафрагму в данном случае равна $F = (1...2)p_{зв}S$.

Сила удваивается в том случае, когда размеры диафрагмы существенно больше длины волны, так как происходит отражение от диафрагмы. Вблизи диафрагмы образуются стоячие волны, в пучности давления которых она оказывается. Это приводит к увеличению чувствительности микрофона.

При падении звука на диафрагму под некоторым углом (рис. 7.2,*б*) разные точки диафрагмы возбуждаются уже не в одной фазе, как это имело место при осевом падении звука, а в разных фазах. Нетрудно вычислить разность фаз $\varphi$ крайних точек диафрагмы, находящихся на расстоянии $d$ друг от друга:

$$\varphi = 2\pi\frac{d\sin\theta}{\lambda}. \tag{7.14}$$

В этом случае суммарная сила, действующая на диафрагму, будет уменьшаться, микрофон начинает приобретать направленные свойства (рис. 7.3).

Таким образом, для микрофона – приемника давления характерно увеличение чувствительности и обострение диаграммы направленности (ДН) с ростом частоты.

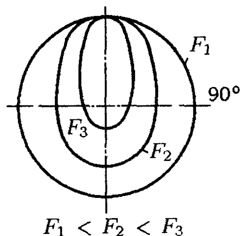



**Рис. 7.3.** Диаграмма направленности приемника давления на разных частотах

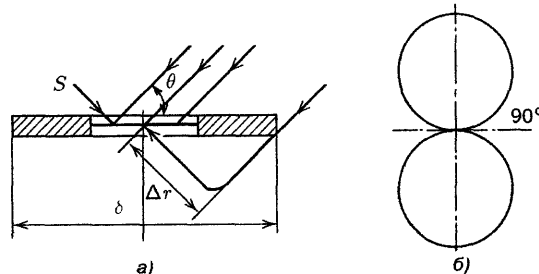



**Рис. 7.4.** Схематичное изображение приемника градиента давления (*а*) и его диаграмма направленности (*б*)



Рассмотрим прием звука микрофоном-приемником градиента звукового давления. Такой микрофон можно представить в виде диафрагмы, размещенной в экране конечных размеров (рис. 7.4,*а*). Диафрагма открыта для звуковых волн с обеих сторон, поэтому на нее воздействует разность сил, обусловленная разностью хода звуковых лучей

$$\Delta r = \delta\cos\theta. \tag{7.15}$$

Сила $F$, вызывающая колебания диафрагмы, равна разности сил $F_1 = p_{зв}S\sin\omega t$ и $F_2 = p_{зв}S\sin(\omega t - \varphi)$ при гармонических колебаниях:

$$F = F_1 - F_2 = p_{зв}S[\sin\omega t - \sin(\omega t - \varphi)] = 2p_{зв}S\sin\frac{\varphi}{2}\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \tag{7.16}$$

Разность фаз определяется как $\varphi = 2\pi\dfrac{\delta\cos\theta}{\lambda}$. Поэтому

$$F = 2p_{зв}S\sin\left(\pi\frac{\delta\cos\theta}{\lambda}\right)\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right). \tag{7.17}$$

Для диафрагм, размеры которых значительно меньше длины волны, величина $\delta/\lambda$ мала, и с некоторым приближением можно считать, что

$$\sin\left(\pi\frac{\delta\cos\theta}{\lambda}\right) \approx \pi\frac{\delta\cos\theta}{\lambda}. \tag{7.18}$$

Отсюда

$$F = p_{зв}S\frac{2\pi\delta}{\lambda}\cos\theta\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right) = F_m\cos\left(\omega t - \frac{\varphi}{2}\right), \tag{7.19}$$

где $F_m = p_{зв}S\dfrac{\delta}{c_{зв}}\omega\cos\theta$. Следовательно, амплитуда действующей на диафрагму силы пропорциональна частоте и косинусу угла между осью микрофона и направлением прихода звука.

Характеристика направленности имеет вид «восьмерки» (рис. 7.4,*б*) (график косинусоиды в полярных координатах). Микрофон наиболее чувствителен к звуковым волнам, распространяющимся вдоль его рабочей оси, и не воспринимает колебаний, падающих на него сбоку т.е. под углом $\theta = \pi/2$ (см. рис. 7.4,*а*).

Следует заметить, что приведенный вывод справедлив только тогда, когда микрофон находится в поле плоской волны или на значительном расстоянии от источника шаровой волны, где кривизна фронта волны практически не сказывается.

Напомним, что в ближней зоне шаровой волны, где расстояние от источника звука много меньше длины волны, звуковое давление изменяется обратно пропорционально расстоянию. Изменение фазы колебаний с расстоянием здесь еще незначительно. При наиболее распространенном расстоянии (около 0,5 м от источника звука) для нижних частот ми-

крофон будет находиться в ближней зоне (на частоте 50 Гц длина волны составит 6,8 м). Для верхних частот, например 10000 Гц, он будет уже находиться в дальней зоне (длина волны 3,4 см). Поэтому на нижних частотах сила, действующая на диафрагму микрофона, будет в основном определяться разностью амплитуд звукового давления, которые зависят от разности хода фронтальной и тыловой (огибающей) волн.

На верхних частотах, где разность фаз значительна, изменение амплитуды ничтожно. Поэтому разность давлений на обеих сторонах диафрагмы будет в основном определяться разностью фаз колебаний. Поэтому если микрофон помещен вблизи от источника звука, то на нижних частотах его чувствительность будет выше, чем на верхних. Следовательно, микрофоны-приемники градиента давления нельзя располагать вблизи от источника звука, так как микрофон «подчеркивает» нижние звуковые частоты, либо необходимо вводить соответствующую коррекцию в микрофонном усилителе.

*Комбинированными* называются микрофоны, составленные из двух или большего числа базовых микрофонов, имеющих общий выход. При этом объединение базовых микрофонов может осуществляться на разных уровнях — электрических, электромеханических или механических подсистем. Рассмотрим совместную работу двух микрофонов, один из которых является приемником давления, а другой — приемником градиента давления.

Пусть микрофон, являющийся приемником давления, имеет чувствительность $E_1$, не зависящую от угла падения $\theta$, а микрофон, работающий как приемник градиента давления, обладает чувствительностью $E_2 \cos\theta$. Соединяя эти микрофоны последовательно, получим приемник с чувствительностью

$$E_\theta = E_1 + E_2 \cos\theta. \tag{7.20}$$

Осевая чувствительность такого приемника

$$E_{\text{ос}} = E_1 + E_2. \tag{7.21}$$

Введем параметр $q = E_2/E_{\text{ос}}$, характеризующий долю участия приемника градиента давления в значении осевой чувствительности $E_{\text{ос}}$, тогда чувствительность комбинированного приемника будет определяться формулой

$$E_\theta = E_{\text{ос}}(1 + q + q\cos\theta). \tag{7.22}$$

Характеристика направленности такого приемника

$$D_\theta = \frac{E_\theta}{E_{\text{ос}}} = 1 + q + q\cos\theta \tag{7.23}$$

зависит от параметра $Q$. Меняя этот параметр, можно получить разнообразные характеристики направленности. Так, при $q = 0$ приемник градиента давления отсутствует, остается лишь не обладающий на-



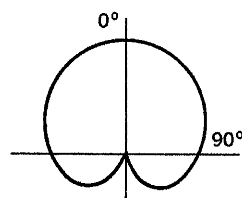



**Рис. 7.5.** Диаграмма направленности однонаправленного микрофона (кардиоида)

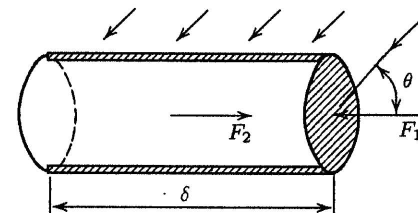



**Рис. 7.6.** Схематичное изображение однонаправленного приемника

правленностью приемник давления. Значение $q = 0{,}5$ соответствует равенству выходных напряжений приемников $E_1 = E_2$, характеристика направленности

$$D_\theta = \frac{1}{2}(1 + \cos\theta). \tag{7.24}$$

Диаграмма направленности изображается кардиоидой (рис. 7.5).

Наконец, при $q = 1$ отсутствует приемник давления; характеристика направленности устройства $D_\theta = \cos\theta$ будет соответствовать диаграмме в форме восьмерки.

Простейшей для реализации формой объединения микрофонов является *электрическое комбинирование*, которое заключается в сложении (синфазном или противофазном) выходных напряжений этих микрофонов и осуществляется либо непосредственно, либо с применением электрических фазосдвигающих цепей и регуляторов.

Электрическое комбинирование позволяет реализовать весьма ценное с эксплуатационной точки зрения качество — возможность дистанционного изменения формы характеристик направленности. В тех случаях, когда микрофоны пространственно не совмещены (образуют линейную группу), результирующая характеристика направленности равна произведению характеристик направленности отдельных микрофонов. Это свойство позволяет формировать микрофонную систему с более узкой диаграммой направленности.

Комбинированный приемник можно получить не только электрическим способом, но и путем использования такой акустической системы, при которой действующая на приемник сила может быть разложена на две компоненты, одна из которой не зависит от угла падения звуковой волны, а другая — пропорциональная $\cos\theta$.

Упрощенно схему такого микрофона можно представить в виде диафрагмы, помещенной в отрезке трубы длиною $\delta$ (рис. 7.6).

Колебания диафрагмы совершаются под действием силы $F = F_1 - F_2$. Силы $F_1$ и $F_2$, действующие на обе стороны диафрагмы, отличаются фазой.

Очевидно, что звуковой волне, достигающей тыловой стороны диафрагмы, помимо разности хода $\delta\cos\theta$, полученной для приемника гра-

диента давления, следует пройти расстояние, равное длине трубки $\delta$. Поэтому сдвиг фаз между сигналами $F_1$ и $F_2$ можно выразить как сумму двух составляющих, одна из которых зависит от длины трубки и постоянна при всех углах приема, а другая — пропорциональна $\cos\theta$.

Амплитуда разностной силы выражается формулой

$$F_m = p_{\text{зв}} S \frac{\omega}{c_{\text{зв}}} \delta(1 + \cos\theta). \tag{7.25}$$

Характеристика направленности такого приемника определяется уже знакомым нам выражением кардиоиды $(1 + \cos\theta)$.

Изменяя площадь открытой части трубки и ее длину, можно получить микрофон с требуемой ДН. Такие микрофоны называют *акустически комбинированными*.

## 7.5. Электродинамические микрофоны

Электродинамические микрофоны получили широкое распространение в технике ЗВ и ТВ вещания, радиообслуживания, в быту.

Упрощенная конструкция *катушечного микрофона* приемника давления представлена на рис. 7.7,*а*. Микрофон состоит из магнитной и подвижной систем. Магнитная система содержит постоянный магнит *1* цилиндрической формы и примыкающие к нему фланцы в виде толстых стальных дисков. В центре нижнего фланца *2* располагается круглый стержень *3*, называемый керном, а в центре верхнего фланца *4* круглое отверстие несколько большего диаметра, чем керн *3*. При этом создается кольцеобразная магнитная щель, где магнитное поле имеет радиальное направление. Магнит изготавливается из высококоэрцитивного сплава, а фланцы и керн — из малоуглеродистой стали, удобной для обработки и обладающей высокой магнитной проницаемостью.

Подвижная система представляет собой очень легкую диафрагму *5*. Для повышения жесткости ей придают ей куполообразную форму. Диафрагма крепится к кольцу на верхнем фланце при помощи гофрированного воротника *6*, допускающего свободное перемещение диафрагмы только в осевом направлении. С диафрагмой жестко связана катушка *7*, находящаяся в радиальном магнитном поле. При колебаниях диафрагмы под действием звуковой волны витки катушки пересекают магнитные линии поля и на зажимах катушки индуцируется ЭДС.

Рассмотрение особенностей работы любого из описываемых далее микрофонов начнем с анализа частотной характеристики его чувствительности. Так, для катушечного микрофона на основании (7.13) и (6.9) имеем

$$E_\theta = \frac{B\ell a_{\text{ак}}}{z_0 + \dfrac{B^2\ell^2}{z_0 + z_{\text{н}}}} \frac{Z_{\text{н}}}{Z_0 + Z_{\text{н}}}. \tag{7.26}$$



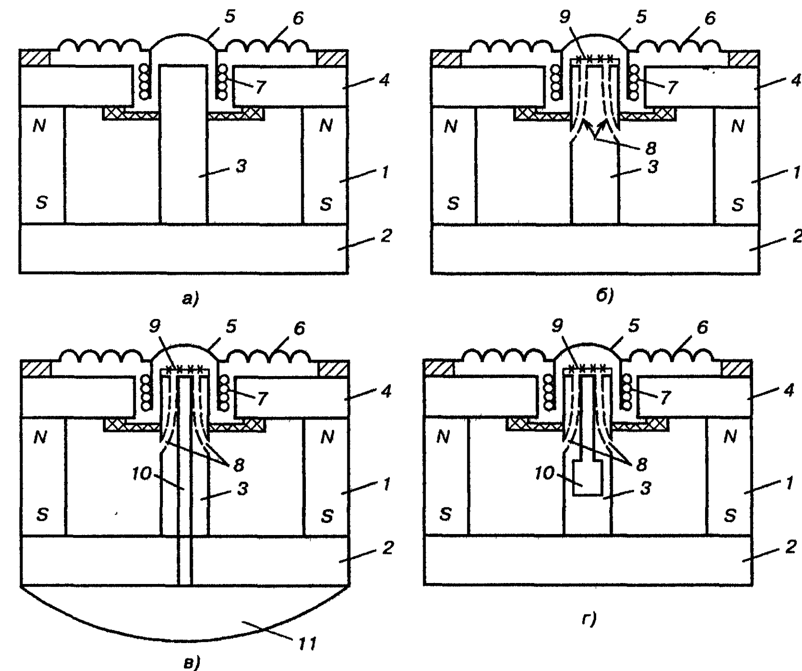



**Рис. 7.7.** Конструкция катушечного микрофона — приемника давления

Нагрузкой микрофона $Z_{\text{н}}$ обычно является активное сопротивление входа микрофонного усилителя, а собственное сопротивление $Z_0 = R_{\text{к}} + j\omega L_{\text{к}}$, где $R_{\text{к}}$ и $L_{\text{к}}$ — активное и индуктивное сопротивления катушки соответственно.

Катушка обычно имеет небольшое число витков, поэтому ее электрическое сопротивление можно считать активным, т.е. $Z_0 \approx R_{\text{к}}$.

В той области частот, где размеры микрофона малы сравнительно с длиной волны, можно считать, что его акустическая характеристика $a_{\text{ак}} = S$, где $S$ — площадь диафрагмы. На основании сказанного имеем для согласованного включения микрофона:

$$E_\theta = \frac{1}{2} \frac{B\ell S}{z_0 + B^2\ell^2/(2R_{\text{к}})}. \tag{7.27}$$

Из (7.27) видно, что частотная характеристика чувствительности зависит только от собственного механического сопротивления микрофона $z_0$ Поэтому основной задачей при конструировании микрофона является обеспечение постоянства его механического сопротивления в рабочей полосе частот.

На рис. 7.8 представлена схема электрического аналога рассматриваемого микрофона и последовательность построения этой схемы в соответствии с описанной в разд. 6.4 методикой. Здесь $c_1$, $c_0$ — гибкости

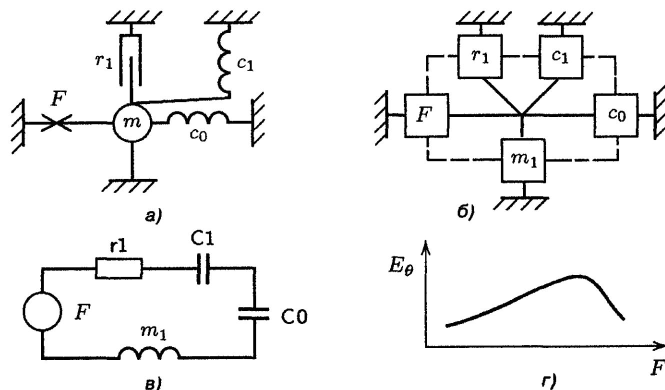



**Рис. 7.8.** Электрический аналог катушечного микрофона без коррекции

подвеса диафрагмы и воздушного объема под ней; $m_1$ — масса диафрагмы; $r_1$ — активные потери подвижной системы. Из приведенной частотной характеристики чувствительности (рис. 7.8,*г*) видно, что она обладает большой неравномерностью, причем имеет очень высокую резонансную частоту из-за последовательного соединения $c_1$ и $c_0$.

Следует отметить, что рассматриваемый микрофон обладает малой чувствительностью из-за того, что диафрагме приходится преодолевать не только жесткость подвеса, но и жесткость малого объема воздуха под диафрагмой.

Для устранения указанных недостатков в керне делаются узкие каналы *8*, через которые объем под диафрагмой сообщается с объемом внутри магнита (см. рис. 7.7,*б*). Каналы *8* и объем внутри магнита представляют собой резонатор Гельмгольца, параметрами которого является масса воздуха $m_2$, зависящая от размеров и числа каналов, активное сопротивление потерь в каналах $r_2$ и гибкость $c_2$ объема воздуха внутри магнита. Схема электрического аналога микрофона приведена на рис. 7.9,*в*, а в преобразованном виде с параметрами резонатора Гельмгольца $r_2$, $c_2$, $m_2$, пересчитанными через коэффициент трансформации параметрами, — на рис. 7.9,*г*.

Из схемы видно, что аналоговая схема представляет собой Т-образное звено полосового фильтра. При правильном выборе соотношений между параметрами фильтра его частотная характеристика будет равномерной в диапазоне частот от резонансной частоты подвижной системы $\omega_1 = 1/\sqrt{m_1 c_1}$ до частоты $\omega_2 = \sqrt{\omega_1^2 + 4/(m_1 c_0)}$. Для устранения резонансных явлений производится искусственное увеличение сопротивления $r_2$ путем закрытия каналов в керне шелковой тканью *9*.

Спад частотной характеристики в области нижних частот определяется параметрами подвижной системы микрофона и мог быть бы уменьшен увеличением массы и гибкости подвижной системы Однако с целью повышения чувствительности масса подвижной системы выбирается



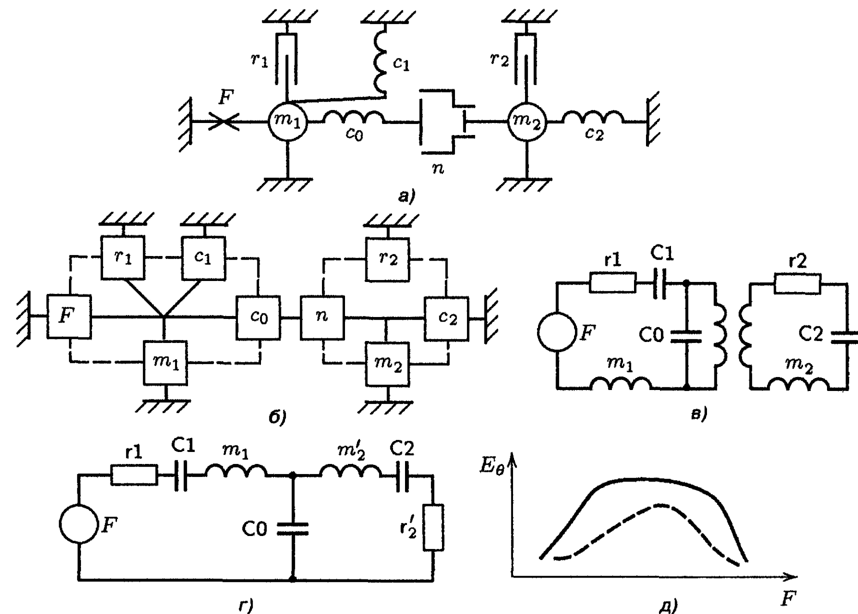



**Рис. 7.9.** Электрический аналог катушечного микрофона с коррекцией частотной характеристики

настолько малой, насколько это допускается конструктивными соображениями. Стремление же сделать микрофон достаточно устойчивым к сотрясениям препятствует увеличению гибкости крепления подвижной системы в той мере, в какой это необходимо для расширения диапазона частот. Действительно, это привело бы к очень значительной податливости подвеса, и случайные толчки могли бы повлечь за собой перекосы катушки в зазоре. Поэтому нижняя граница частотной характеристики микрофона равномерна примерно до 300 Гц. Чтобы понизить эту границу, вводят дополнительные корректирующие элементы. Два варианта такой коррекции представлены на рис. 7.7,*в*,*г*.

Согласно одному варианту, в центральном стержне магнита делается сквозной канал *10* (рис. 7.7,*в*) с акустической массой $m_3$ содержащегося в нем воздуха. Канал выходит в дополнительный воздушный объем *11* за магнитом с гибкостью $c_3$ Этот дополнительный резонатор настраивается на частоту $\omega_{1-1}$ ниже нижней граничной частоты фильтра $\omega_1$ с таким расчетом, чтобы расширить частотную характеристику в области нижних частот при допустимой ее неравномерности.

Конструкция, представленная схемой рис. 7.7,*г*, действует аналогичным образом.

При требуемой широкой полосе частот часто делают несколько резонаторов, распределяя их резонансные частоты в области ниже $\omega_1$ для того, чтобы получить более равномерную частотную характеристику.

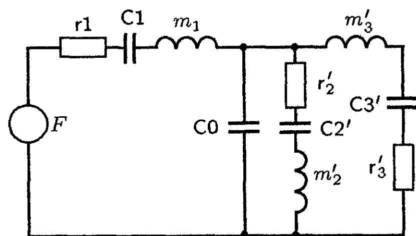



**Рис. 7.10.** Электрический аналог катушечного микрофона с дополнительной коррекцией в области нижних частот

Схема электрического аналога такого микрофона приведена на рис. 7.10. Соответствующим подбором элементов можно понизить нижнюю частоту до 50...80 Гц.

В целом электродинамические катушечные микрофоны имеют основные достоинства: надежность конструкции, довольно широкий диапазон частот, ненужность источника питания, возможность работы с достаточно длинными микрофонными кабелями. Однако, несмотря на конструктивно сложную систему коррекции, катушечные микрофоны обладают сравнительно большой неравномерностью частотной характеристики (до 12 дБ в рабочем диапазоне частот).

Другим видом электродинамического микрофона является *ленточный микрофон*. Принцип его действия мало чем отличается от принципа действия катушечного микрофона, однако в конструкции имеются существенные различия. Магнитная система (рис. 7.11) имеет подковообразную форму, а между поверхностями полюсных наконечников *1* магнита размещается тонкая гофрированная лента *2*. Лента располагается параллельно силовым линиям магнитного поля. Сам микрофон располагается по отношению к источнику звука так, чтобы сила, создаваемая акустической волной, была направлена перпендикулярно к плоскости ленты. При ее воздействии лента будет изгибаться в направлении, перпендикулярному полю. Благодаря возникающей при этом индукции на ее концах образуется ЭДС.

Определим чувствительность ленточного микрофона градиента давления. Подставляя (7.21) в (7.13), с учетом (7.11) получаем

$$E_\theta = \frac{\omega S d}{c_{\text{зв}}} \cos\theta \frac{B\ell}{z_0 + B^2\ell^2/(Z_0 + Z_{\text{н}})} \frac{Z_{\text{н}}}{Z_0 + Z_{\text{н}}}. \tag{7.28}$$

Из формулы следует, что чувствительность микрофона пропорциональна частоте Чтобы сквозная частотная характеристика была равномерной, механическая система должна иметь характеристику, обратно пропорциональную частоте.

Собственное сопротивление механической системы

$$z_0 = j\omega m + \frac{1}{j\omega c} = j\omega m \left(1 - \frac{1}{\omega^2 m c}\right) \tag{7.29}$$



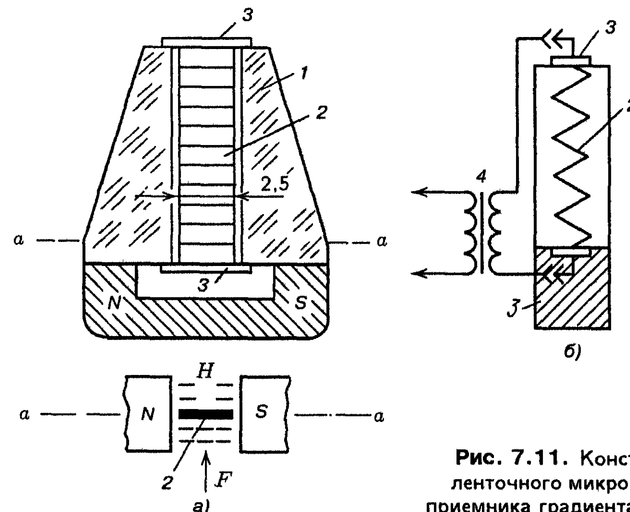



**Рис. 7.11.** Конструкция ленточного микрофона — приемника градиента давления

Электрическим сопротивлением ленточки ввиду его малости здесь пренебрегаем. Тогда для согласованного включения имеем*

$$E_\theta = \frac{1}{2}\frac{\omega S d}{c_{\text{зв}}} \cos\theta \frac{B\ell}{j\omega m(1 - \omega_0^2/\omega^2) + B^2\ell^2/2R_i}. \tag{7.30}$$

Для того чтобы чувствительность микрофона не зависела от частоты, необходимо выполнить два условия:

$$\omega \gg \omega_0 \quad \text{и} \quad \frac{B^2\ell^2}{2R_i} \ll \omega m. \tag{7.31}$$

Для выполнения первого условия увеличивают гибкость подвеса путем гофрирования ленточки. Реально $\omega_0/2\pi$ понижают до 10...15 Гц. Увеличивать массу ленточки для понижения $\omega_0$ невыгодно, так как при этом уменьшается чувствительность.

Второе условие легко выполняется на средних и высоких частотах, где значение $\omega m$ велико. На нижних частотах задаются допустимым спадом частотной характеристики и, исходя из этого, выбирают величину индукции в зазоре.

Ленточка является самым уязвимым местом микрофона: от сильного дуновения (например, ветра) она рвется. Поэтому ленточный микрофон используется только в помещении.

* В формулах (7.28) и (7 30) коэффициент трансформации трансформатора принят равным единице.

## 7.6. Конденсаторные и электретные микрофоны

Конструктивно *конденсаторный микрофон* (рис. 7.12,*а*) выполнен в виде конденсатора, один из электродов которого массивный *1*, а второй представляет собой тонкую натянутую мембрану *2*. На конденсатор подано поляризующее напряжение $U_0$ через высокоомное сопротивление $R_н$. При колебаниях мембраны емкость конденсатора $C_к$ изменяется, а так как заряд остается постоянным, то изменяется напряжение на нем. Это дополнительное напряжение и есть ЭДС, возникшая в результате действия на мембрану звукового давления. При этом, чтобы в микрофоне не возникали нелинейные искажения, необходимо соблюдать условие $U_0 \gg U_{\approx}$.

В *электретном микрофоне*, в отличие от конденсаторного, поляризующее напряжение образовано предварительной электризацией одного из электродов, изготавливаемого из полимеров или керамических поляризующихся материалов. Такой электрод имеет металлическое покрытие, которое по существу и является электродом конденсатора, а электрет служит лишь источником поляризующего напряжения. Поляризация электрета постепенно уменьшается, и через несколько лет требуется или его замена, или повторная поляризация. В этом недостаток электретного микрофона по сравнению с конденсаторным. По механическим акустическим и конструктивным характеристикам электретный микрофон ничем не отличается от конденсаторного.

Получим формулу для чувствительности конденсаторного микрофона приемника давления.

Схема электрического аналога конденсаторного микрофона представлена на рис. 7.12,*б*. Собственное механическое сопротивление

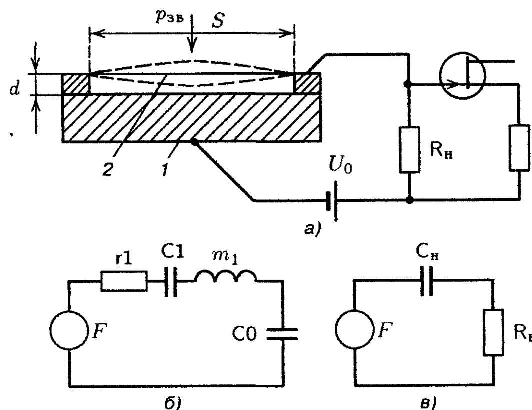



**Рис. 7.12.** Принцип действия и эквивалентные схемы конденсаторного микрофона



микрофона

$$z_0 = r_1 + j\omega m_1 + \frac{1}{j\omega c_\Sigma}, \tag{7.32}$$

где $c_\Sigma = \dfrac{c_1 c_0}{c_1 + c_0}$ — гибкость подвижной системы микрофонного капсуля; $c_0$ — гибкость объема воздуха под мембраной; $c_1$ — гибкость мембраны.

Учитывая конструктивные особенности мембраны, ее активным сопротивлением можно пренебречь. Тогда

$$z_0 = j\omega m_1 + \frac{1}{j\omega c_\Sigma} = \frac{1}{j\omega c_\Sigma}(1 - \omega^2 m_1 c_\Sigma) = \frac{1}{j\omega c_\Sigma}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right), \tag{7.33}$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{m_1 c_\Sigma}$.

Собственное электрическое сопротивление микрофона носит емкостной характер и может быть определено как $Z_0 = 1/(j\omega C_к)$, акустическая характеристика $a_{ак} = S$, так как микрофон — приемник давления; коэффициент электромеханической связи $K = U_0/(j\omega d)$. Поэтому механическая характеристика

$$a_{мех} = \frac{k}{z_0 + z_{вн}} \approx \frac{U_0}{j\omega d z_0}.$$

Величиной вносимого сопротивления $z_{вн}$ пренебрегаем. Отсюда формула чувствительности конденсаторного микрофона

$$E_\theta = S\frac{U_0}{j\omega d\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)\dfrac{1}{j\omega c_\Sigma}}\frac{R_н}{R_н + \dfrac{1}{j\omega c_\Sigma}} = \frac{U_0 c_\Sigma S}{d\left(1 - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}\frac{R_н}{R_н + \dfrac{1}{j\omega c_\Sigma}}. \tag{7.34}$$

Как видно, чувствительность конденсаторного микрофона зависит от частоты, причем характер этой зависимости определяется параметрами механической системы ($\omega_0$) и электрической цепи (рис. 7.12,*в*).

Для того чтобы чувствительность микрофона не зависела от частоты, необходимо выполнить два условия:

$$R_н \gg \frac{1}{\omega_н C_к} \quad \text{и} \quad \omega_0 > \omega_в, \tag{7.35}$$

где $\omega_н$ и $\omega_в$ — нижняя и верхняя частоты рабочего диапазона частот микрофона. Действительно, при выполнении указанных условий чувствительность конденсаторного микрофона не будет зависеть от частоты:

$$E_\theta \approx \frac{U_0 S c_\Sigma}{d}. \tag{7.36}$$

Рассмотрим особенности выполнения условий (7.35).

Так как емкость капсуля микрофона составляет около 100 пФ, то для нижней частоты 30 Гц необходимо иметь нагрузочное сопротивле-

ние более 50 МОм. Поскольку входное сопротивление усилителя должно быть на порядок больше сопротивления нагрузки, то происходит спад частотной характеристики микрофона на 10...15 дБ и возникает довольно большое напряжение собственных шумов. Это — слабое место конденсаторного и электретного микрофонов.

Второе условие формулы (7.35) выполнимо, когда основная частота подвижной системы выше верхней частоты рабочего диапазона частот. Поэтому подвижной электрод (мембрана) конденсаторного микрофона делается тонким и достаточно сильно натягивается. В качестве материала применяются высокополимерные пленки (фторопласт, лавсан) толщиной 5...20 мкм, покрытые молекулярным слоем золота.

Однако упругость подвижной системы определяется не только натяжением мембраны, но и в большей мере упругостью воздушного объема между электродами капсюля. Так как для получения максимальной емкости капсюля расстояние между электродами очень мало, то мембране при движении приходится преодолевать большое упругое сопротивление воздушного объема, что резко снижает чувствительность микрофона.

Из формулы (7.36) видно, что повысить чувствительность можно, увеличив поляризующее напряжение и площадь мембраны. Однако возможности повышения чувствительности микрофона этими методами ограничены. Возрастанию поляризующего напряжения препятствует малое расстояние между электродами и недостаточная электрическая прочность воздуха и тонкого слоя диэлектрика, покрывающего электроды. При $U_0/d = 10^4$ В/мм конденсатор пробивается, поэтому если расстояние равно 20 мкм, поляризующее напряжение берут не более 150 В (стандартным для большинства зарубежных микрофонов является напряжение 48 В). Увеличение площади диафрагмы увеличивает размеры микрофонов и сужает характеристику направленности микрофона — приемника давления на высоких частотах.

Для уменьшения упругости необходимо увеличить объем воздуха под мембраной без увеличения ее площади и расстояния между мембраной и неподвижным электродом. Для этой цели в неподвижном электроде делается ряд узких углублений в виде канавок *1*, как это показано на рис. 7.13. Объем воздуха в этих канавках, складываясь с объемом воздушного слоя под мембраной, увеличивает гибкость тем больше, чем глубже канавки. Вместе с тем емкость микрофона определяется размерами плоской части поверхности неподвижного электрода и не зависит от глубины канавки. Таким образом удается примерно в 10 раз без существенного уменьшения емкости увеличить объем и чувствительность микрофона приблизительно на 20 дБ.

Однако увеличение объема воздуха и увеличение гибкости подвижной системы приводит к тому, что ее собственная резонансная частота снижается и попадает в рабочий диапазон частот. Это, казалось бы, должно увеличить неравномерность частотной характеристики чувствительности в области резонанса. Этого не происходит, так как канавки



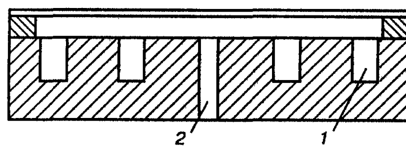



**Рис. 7.13.** Схематичный разрез капсуля микрофона

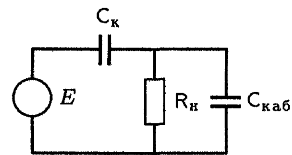



**Рис. 7.14.** Образование емкостного делителя при подключении кабеля

делаются с острыми углами, вследствие чего при перемещении воздуха под мембраной образуются завихрения, вносящие существенные потери в механическую колебательную систему.

В некоторых микрофонах для увеличения демпфирования в неподвижном электроде делают дополнительно ряд очень узких отверстий. Прохождение воздуха через них сопровождается значительным трением.

Для того чтобы при изменении атмосферного давления мембрана не подвергалась выпучиванию или вдавливанию, в неподвижном электроде делают отверстие *2*, соединяющее объем под мембраной с внешним воздухом.

Недостаток конденсаторных микрофонов — необходимость размещения первых каскадов микрофонного усилителя возле самого капсюля. Дело в том, что соединение капсюля с усилителем при помощи кабеля резко снижает чувствительность микрофона. Сказанное поясняет рис. 7.14, из которого следует, что при подключении кабеля образуется емкостной делитель $C_\text{к}$ и $C_\text{каб}$.

Так, если взять кабель длиной 10 м с погонной емкостью 100 пФ/м, то при $C_\text{к} = 100$ пФ получим делитель 1:10. Активное сопротивление нагрузки не учитываем из-за его большой величины. Даже на нижней рабочей частоте $R_\text{н} > 1/(\omega C_\text{каб})$, где $C_\text{каб}$ — емкость кабеля

По своим параметрам качества конденсаторные микрофоны являются одними из лучших. Они обладают ровной горизонтальной частотной характеристикой чувствительности в широкой полосе частот (до нескольких десятков килогерц). Правда, их изготовление технологически сложно. Конденсаторные микрофоны – приемники давления широко используются в технике акустических измерений.

Следует заметить, что все рассматриваемые микрофоны могут быть выполнены конструктивно как приемники давления и как приемники градиента давления. Так, если в катушечном микрофоне обеспечить доступ звуковой волны к обратной стороне диафрагмы, он будет действовать как приемник градиента давления. Если же в ленточном микрофоне перекрыть доступ волны к одной из сторон ленточки, он преобразуется в микрофон давления. В качестве примера на рис. 7.15 изображена конструкция конденсаторного микрофона приемника градиента давления. Мембрана такого микрофона расположена между двумя неподвижными перфорированными электродами

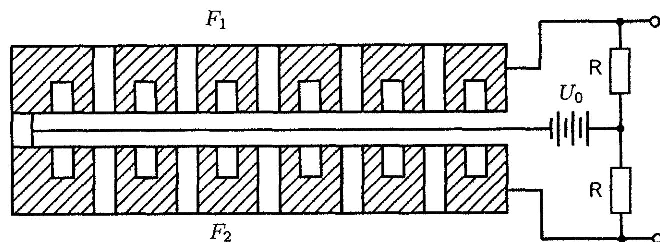



**Рис. 7.15.** Конструкция конденсаторного микрофона — приемника градиента давления

## 7.7. Комбинированные микрофоны

Рассмотрим еще несколько примеров электрического комбинирования, о котором шла речь в разд. 7.4. Пусть комбинированный микрофон составлен из двух одинаковых микрофонов с кардиоидными характеристиками направленности, оси которых направлены в противоположные стороны (рис. 7.16). Поскольку рабочие оси микрофонов развернуты на 180°, то зависимость выходного напряжения одного из них от угла падения волны $\theta$ выразится соотношением

$$u_1 = U_0\frac{1+\cos\theta}{2}, \tag{7.37}$$

а другого —

$$u_2 = U_0\frac{1+(\cos\theta+180^\circ)}{2}. \tag{7.38}$$

Таким образом, для суммы напряжений имеем

$$u = u_1 + u_2 = U_0\frac{2+\cos\theta+(\cos\theta+180^\circ)}{2}, \tag{7.39}$$

а для разности

$$u = u_1 - u_2 = U_0\cos\theta. \tag{7.40}$$

При сложении выходных напряжений система становится ненаправленной, а при вычитании — приобретает двухстороннюю направленность (рис. 7.16,*д*). При отключении первого или второго микрофона или вычитании их напряжений при их неравенстве возможно получить ряд промежуточных диаграмм направленности. Некоторые из них представлены на рис. 7.16,*е*,*ж*. Развернув в такой же системе оси микрофонов не на 180°, а на 90°, можно, меняя соотношение напряжений $u_1$ и $u_2$, осуществить поворот максимума чувствительности в пределах угла 90°

Получение комбинированных характеристик не обязательно связано с использованием отдельных базовых микрофонов: совмещение разных свойств может быть реализовано в акустико-механической системе одного и того же микрофона.



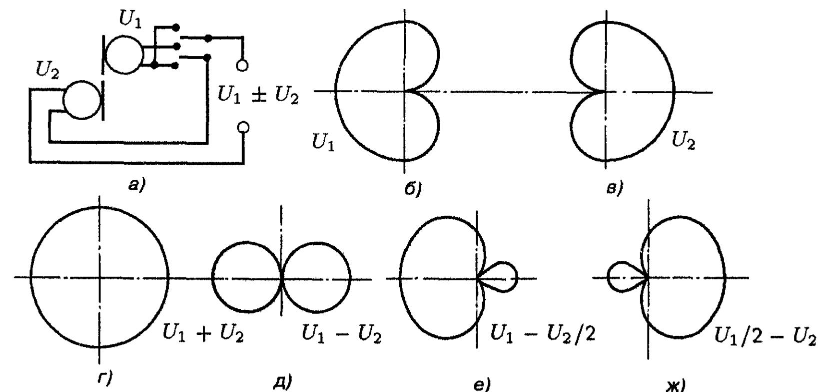



**Рис. 7.16.** Электрически комбинированный микрофон и варианты характеристик его направленности

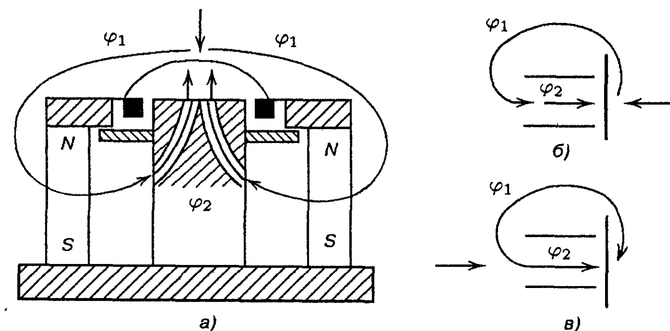



**Рис. 7.17.** Устройство и принцип работы катушечного акустически комбинированного микрофона

На рис. 7.17,*а* приведена схема катушечного акустически комбинированного микрофона. В отличие от микрофона – приемника давления его постоянный магнит выполнен в форме не полного цилиндра, а отдельных стержней. В этом случае внешнее звуковое поле действует не только на переднюю сторону диафрагмы, но и на ее заднюю сторону ввиду того, что волна, огибая микрофон, попадает внутрь магнита и через узкие каналы в керне создает звуковое давление в объеме под диафрагмой. Следует отметить, что каналы в керне в данном случае служат не для коррекции частотной характеристики, а для передачи звуковой волны.

Механизм формирования однонаправленных свойств микрофона поясняет рис. 7.17,*б* и *в*. Давление, действующее на переднюю и заднюю сторону диафрагмы, отличается фазой $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$. Здесь $\varphi_1$ — фазовый сдвиг, приобретенный звуковой волной при прохождении кратчайшего пути от передней стороны до входных отверстий каналов в керне, зависящий от конструктивных особенностей микрофона и рав-

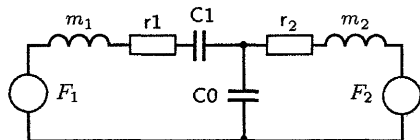



**Рис. 7.18.** Схема электрического аналога катушечного акустически комбинированного микрофона

ный $2\pi\frac{d\cos\theta}{\lambda}$, т.е. как в приемнике градиента давления ($d$ — размер диафрагмы); $\varphi_2$ — дополнительный фазовый сдвиг, который создается определенным реактивным сопротивлением акустической колебательной системы, образуемой массой и гибкостью воздуха под мембраной. Конструктивные параметры микрофона подбираются таким образом, что при фронтальном воздействии звуковой волны ($\theta = 0°$) разность фаз $\varphi$ была близка или равна 180°. При этом две составляющие силы складываются.

При воздействии звуковой волны с тыльной стороны микрофона давления, оказываемые на диафрагму, действуют встречно, поэтому суммарная сила их равна нулю. Схема электрического аналога описанного микрофона приведена на рис. 7.18.

Характеристика направленности таких приемников близка к кардиоиде. Так как разность фаз $\varphi_1$ и $\varphi_2$ зависит от частоты, то условие $\varphi_1 = \varphi_2$ выполнить трудно, поэтому реально чувствительность при падении волны с тыла обычно не равна нулю. Однако перепад чувствительности «фронт-тыл» для микрофонов подобного типа обычно достигает 12...15 дБ.

На рис. 7.19,*а* представлена упрощенная схема акустически комбинированного конденсаторного микрофона. В отличие от рис. 7.13 в неподвижном электроде сделаны сквозные отверстия, открывающие доступ к обратной стороне диафрагмы. Механизм формирования однонаправленных свойств ничем не отличается от представленного на рис. 7.17.

На практике рассматриваемый тип микрофона чаще делается с двумя мембранами (рис. 7.19,*б*). Из рисунка видно, что в подмембранных слоях образуются ячейки двух типов: в окрестностях глухих полостей — приемники давления, в окрестностях сквозных отверстий — приемники градиента давления. Получается как бы механическое объединение при помощи общей мембраны «мозаики» миниатюрных микрофонов двух типов: обладающих двухсторонней направленностью и ненаправленных.

Колебание обеих мембран может быть представлено как суперпозиция двух главных колебаний: синфазного, определяемого приемником градиента давления, и противофазного, определяемого приемником давления

Поляризующее напряжение подается только на одну из мембран, которая называется *электрически активной*.

Формирование однонаправленных свойств поясняет рис. 7.20, на котором показан результат сложения двух главных колебаний при различных углах падения звуковой волны. при $\theta = 0°$ (к источнику звука обра-



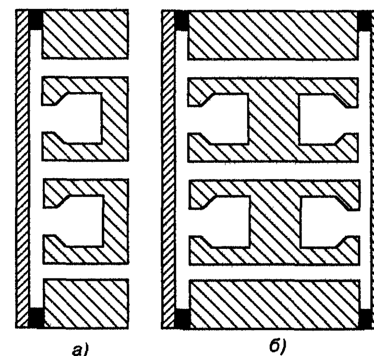



**Рис. 7.19.** Схематическое устройство конденсаторного акустически комбинированного микрофона

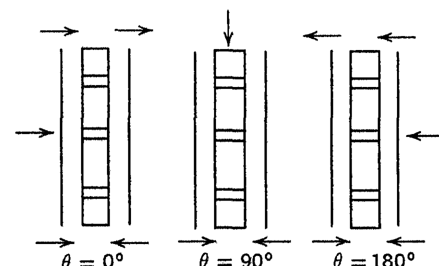



**Рис. 7.20.** К вопросу формирования кардиоидной диаграммы направленности

щена электрически активная мембрана); при $\theta = 90°$ (боковое падение); при $\theta = 180°$ (к источнику звука обращена электрически бездействующая мембрана). Стрелки сверху изображают синфазные смещения, обусловленные наличием градиента давления; стрелки внизу изображают противофазные смещения. При $\theta = 0°$ синфазное и противофазное смещения левой (электрически активной, т.е. рабочей) мембраны имеют один и тот же знак, и эта мембрана колеблется с удвоенной амплитудой. Заметим, что колебания правой мембраны, которые в настоящий момент нас не интересуют, имеют противоположные знаки, так что эта мембрана не перемещается.

При падении волны на микрофон под углом $\theta = 90°$ синфазные перемещения отсутствуют и амплитуда колебаний левой мембраны определяется только давлением. Она будет вдвое меньше, чем при $\theta = 0°$. При $\theta = 180°$ правая мембрана колеблется с удвоенной амплитудой, а левая не перемещается, при этом очевидно, что микрофон не развивает переменного напряжения.

Таким образом, кардиоидная характеристика достигается ввиду электрической асимметрии системы.

Для получения кардиоидной характеристики направленности вполне можно было обойтись без второй мембраны, так как она в рассмотренном случае выполняет роль только передатчика колебаний извне к внутренней стороне рабочей мембраны. Однако ее наличие существенно расширяет возможности электрическим путем формировать и регулировать направленные свойства микрофона. Так, сняв поляризующее напряжение с левой мембраны и подав его на правую, изменим ориентацию кардиоиды на 180°

На рис. 7.21 изображен конденсаторный микрофон с переключаемой диаграммой направленности (*1*) Он фактически состоит из двух кардиоидных микрофонов, максимумы диаграмм направленности которых сдвинуты на 180° Если напряжения обеих мембран с кардиоидной

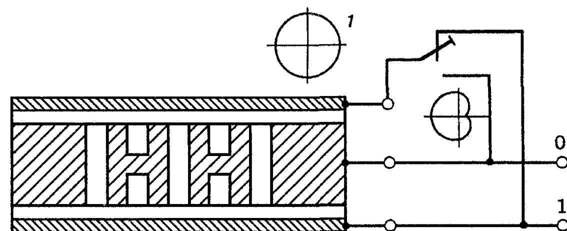



**Рис. 7.21.** Конденсаторный микрофон с переключаемой диаграммой направленности

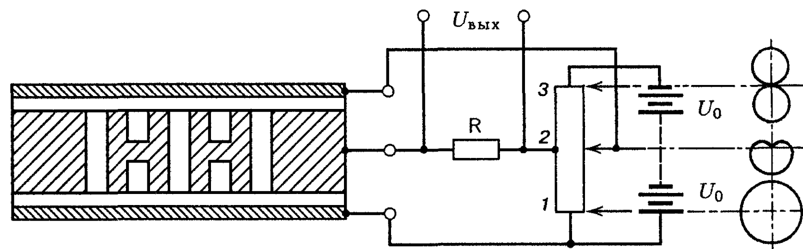



**Рис. 7.22.** Принцип действия конденсаторного микрофона с дистанционно управляемой диаграммой направленности

характеристикой суммируются, получается ненаправленный микрофон. Снятие напряжения с одной из мембран приводит к случаю, представленному на рис. 7.17,*б,в*.

Использование двумембранного капсюля позволяет дистанционно управлять ДН микрофона (рис. 7.22). Поляризующее напряжение подается на потенциометр, являющийся регулятором направленности. Неподвижный электрод подключается через резистор R к середине потенциометра. Левая мембрана соединена с положительным полюсом источника питания. Правая мембрана может подключаться к потенциометру в его различных точках. Подключение к точке *1* соответствует ненаправленному микрофону, а к точке *3* — двунаправленному микрофону. В положении *2* правая мембрана получает тот же электрический потенциал, что и неподвижный электрод, поэтому она не будет электрически активной, что соответствует схеме рис. 7.20, т.е. микрофону с кардиоидной характеристикой.

## 7.8. Остронаправленные приемники акустических сигналов

Усложнение аппаратуры и насыщенность ею процесса радиовещания, телевидения, кинопроизводства и звукоусиления приводит к возрастанию уровня акустических помех при звукопередаче Эти обстоятельства резко осложняют возможности высококачественной передачи



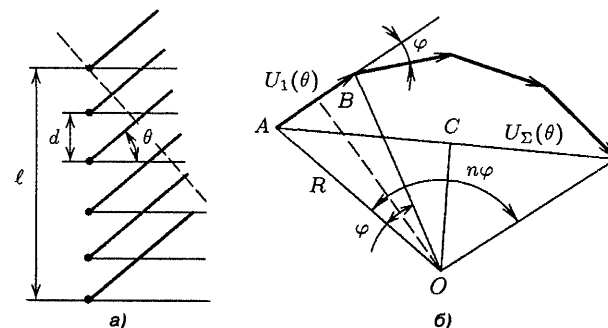



**Рис. 7.23.** Линейная группа микрофонов

звука. Выход из этого положения находят, применяя микрофоны, отличающиеся высокой пространственной избирательностью, благодаря которой выделяют полезный сигнал при наличии равномерно или неравномерно распределенных в пространстве акустических помех. Такие микрофоны называются *остронаправленными.*

Одним из вариантов получения остронаправленной микрофонной системы является использование линейной группы микрофонов, т.е. некоторого числа одинаковых микрофонов, расположенных вдоль прямой линии на равных расстояниях друг от друга. Схема линейной группы представлена на рис. 7.23,*а*.

Рассмотрим процесс формирования направленных свойств такой микрофонной системы. Электрически микрофоны соединяются последовательно. Пусть при падении плоской синусоидальной волны под углом $\theta$ к оси крайний микрофон группы развивает напряжение $U_1$. Соседний с ним микрофон будет развивать напряжение той же амплитуды, сдвинутое по фазе на угол $\varphi = k\Delta r = kd\sin\theta = 2\pi(d/\lambda)\sin\theta$ относительно напряжения, развиваемого первым микрофоном. Геометрически складывая (на векторной диаграмме), нужно приложить к вектору $U_1$ второй такой же вектор, повернутый на угол $\varphi$, как это показано на рис. 7.23,*б*. Последовательно добавляя таким же образом векторы, изображающие напряжения, развиваемые третьим, четвертым и т.д. микрофонами, получим результирующее напряжение, развиваемое всей группой.

Для треугольников $OAB$ и $OAC$ имеем соответственно

$$\sin\frac{\varphi}{2} = \frac{AB}{R} = \frac{U_1}{2R}; \qquad (7.41)$$

$$\sin\frac{n\varphi}{2} = \frac{AC}{R} = \frac{U_\Sigma}{2R}. \qquad (7.42)$$

Разделив (7.42) на (7.41) получим

$$U_\Sigma = U_1\frac{\sin n\varphi/2}{\sin\varphi/2}. \qquad (7.43)$$

Напряжение на зажимах микрофона определяется его чувствительностью и характеристикой направленности, т.е. $U_1 = U_{1\,\max} D_1(\theta)$. Тогда

$$U_\Sigma = U_{1\,\max} D_1(\theta) \frac{\sin n\varphi/2}{\sin \varphi/2}, \tag{7.44}$$

где $D_1(\theta)$ — характеристика направленности отдельного микрофона в линейной группе.

Если плоская звуковая волна направлена по оси, то сдвига фаз между напряжениями от отдельных микрофонов не будет и выходные напряжения суммируются арифметически, т.е.

$$U_{\Sigma\text{ос}} = nU_{1\,\max}. \tag{7.45}$$

Тогда для группового приемника характеристика направленности определяется как

$$D_\Sigma(\theta) = D_1(\theta) \frac{\sin n\varphi/2}{n \sin \varphi/2}, \tag{7.46}$$

или

$$D_\Sigma(\theta) = D_1(\theta) D_{\text{гр}}(\theta), \tag{7.47}$$

где $D_{\text{гр}}(\theta) = \dfrac{\sin n\varphi/2}{n \sin \varphi/2} = \dfrac{\sin(n\pi d/\lambda) \sin n\theta}{n \sin(\pi d/2) \sin \theta)}$ — характеристика линейной группы или системы, состоящей из $N$ ненаправленных микрофонов.

Таким образом, характеристику направленности линейной группы микрофонов $D_\Sigma(\theta)$ можно определить как произведение характеристики направленности одиночного микрофона $D_1(\theta)$ и характеристики направленности группы $D_{\text{гр}}(\theta)$.

Определим, при каких углах прихода звуковой волны характеристика направленности линейной группы микрофонов будет равна нулю. Из (7.47) очевидно, что этому условию соответствует $(d/\lambda) \sin \theta = m\pi$, где $m = 1, 2 \ldots$ Для большого числа приемников можно приближенно считать длину группы $\ell = nd$, поэтому нулевая чувствительность будет при $\theta = \arcsin(m\lambda/\ell)$. Отсюда наименьший угол, для которого чувствительность равна нулю, $\theta_1 = \arcsin(\lambda/l)$.

Следовательно, чем меньше отношение длины волны к длине группы, тем уже будет основной лепесток диаграммы направленности. Поэтому направленность у группового приемника звука можно повышать путем увеличения длины группы $\ell$.

Направленность обостряется только в рассматриваемой плоскости. В плоскости, перпендикулярной ей и проходящей через ось симметрии, характеристика направленности остается такой же, как и для одиночного микрофона

Для придания направленных свойств в другой плоскости необходимо создать систему, аналогичную антенной решетке Используя свойства



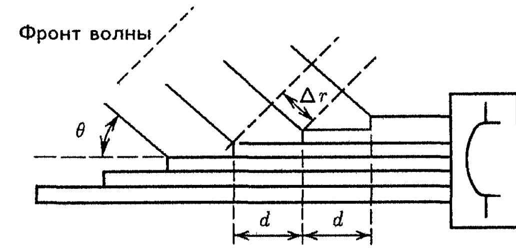



**Рис. 7.24.** Схематичное устройство трубчатого микрофона

групповых приемников (иначе говоря, звуковых антенн), можно построить акустическую приемную часть микрофона так, что он будет обладать очень острой направленностью:

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda}(1 - \cos\theta) = \frac{4\pi d}{\lambda} \sin^2 \frac{\theta}{2}. \tag{7.48}$$

Один из вариантов такого микрофона, так называемый трубчатый микрофон, представлен на рис. 7.24. Его акустическая приемная часть состоит из пучка трубок линейно нарастающий длины. Звуковые волны, приходящие к приемнику по осевому направлению, проходят через трубки в предкапсульный объем с одинаковой фазой, и их амплитуды складываются арифметически. Звуковые волны, приходящие под углом к оси, оказываются сдвинутыми по фазе, так как трубки имеют разную длину. Если разность длин ближайших по размеру трубок будет $d$, то минимальная разность хода будет $\Delta r = d(1 - \cos\theta)$. Соответственно сдвиг фаз между этими волнами

$$\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda}(1 - \cos\theta) = \frac{4\pi d}{\lambda} \sin^2 \frac{\theta}{2}. \tag{7.48}$$

Поскольку величина $\varphi$ растет с частотой, ширина главного лепестка уменьшается с ростом частоты. Для достижения значительной направленности на низких частотах общая длина акустической системы должна быть порядка одного метра.

Другой вариант остронаправленного микрофона интерференционого типа представлен рис 7.25. Микрофон состоит из трубки с отверстиями или прорезями, на заднем торце которой расположен ненаправленный или однонаправленный микрофонный капсюль.

Отверстия (прорези) в трубке закрыты тканью или пористым материалом, акустическое сопротивление которого возрастает по мере приближения к капсюлю. Обострение ДН достигается из-за интерференции парциальных звуковых волн, проходящих через отверстия трубки. При движении фронта звука параллельно оси трубки все парциальные волны приходят к подвижному элементу одновременно, в фазе. При распространении звука под углом к оси эти волны доходят до капсюля с различной задержкой, определяемой расстоянием от соответствующего

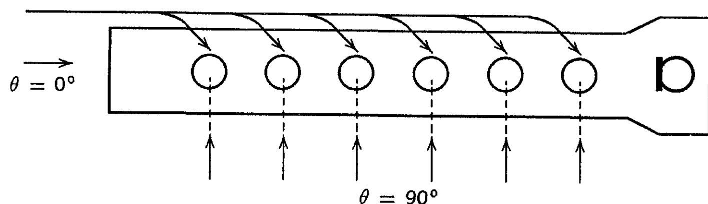



**Рис. 7.25.** Остронаправленный микрофон бегущей волны

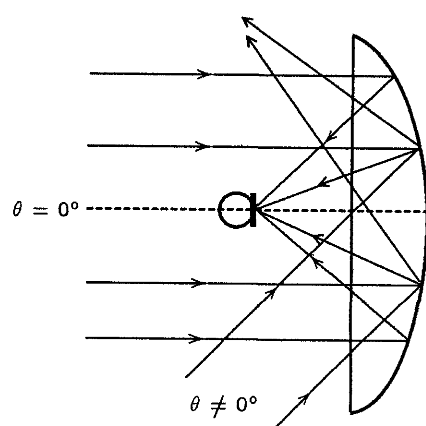



**Рис. 7.26.** Остронаправленный микрофон рефлекторного типа

отверстия до капсюля, при этом происходит частичная или полная компенсация давления, действующего на подвижный элемент. Заметное обострение ДН в таких микрофонах начинается с частоты, где длина трубки больше половины длины звуковой волны; с увеличением частоты ДН еще больше обостряется. Поэтому даже при значительной длине таких микрофонов, которая может достигать метра и даже более, ДН на частотах ниже 150...200 Гц определяется только капсюлем и обычно близка к кардиоиде или суперкардиоиде.

Из реально встречающихся на практике остронаправленных микрофонов следует отметить рефлекторные микрофоны. В этих микрофонах капсюль с ненаправленной или однонаправленной ДН помещается в фокусе параболического отражателя (рис. 7.26). Благодаря свойствам параболы звуковые волны после отражения концентрируются в фокусе параболы, в месте расположения подвижного элемента капсюля, причем достигают его в фазе. Звуковые волны, приходящие под углом к оси параболы, рассеиваются рефлектором, не попадая на микрофон. В рефлекторной системе ДН еще более зависима от частоты, чем в интерференционной, и изменяется от практически ненаправленной на низких частотах (при диаметре рефлектора меньше длины звуковой волны) до узкого лепестка на высоких частотах. Частотная характеристика таких микрофонов имеет подъем в сторону высоких частот с крутизной порядка 6 дБ/октаву, который обычно компенсируется или электрическим путем, или специальной конструкцией капсюля

## 7.9. Радиомикрофоны

Одной из самых острых проблем при работе с микрофонами издавна являлась их буквальная «привязанность» к аппаратуре — провод



доставлял и доставляет немало неудобств и даже неприятностей артистам, журналистам, видео- и звукооператорам и звукорежиссерам. Поэтому появление радиомикрофонов явилось очень важным техническим решением для всей звуковой индустрии. В настоящее время существует несколько типов радиомикрофонных систем, различающихся по конструкции и особенностям передачи радиосигнала.

Наибольшее распространение имеют радиомикрофоны, в которых передатчик и антенна интегрированы в корпус «ручного» микрофона. Основное применение — концертное (вокал, речь).

Театрально-концертное применение имеют также системы с головными микрофонами, передатчик которых может крепиться на ремне или располагаться в кармане исполнителя, оставляя свободными руки и предоставляя тем самым максимум свободы.

Объединяет концертные и вокальные системы возможность расположения микрофона в непосредственной близости у рта исполнителя. Это является совершенно необходимым условием предотвращения самовозбуждения системы звукоусиления при наличии на сцене системы мониторов и достаточно больших уровнях звукового давления в зале.

Другая разновидность концертных радиомикрофонов — инструментальные, когда микрофон крепится на инструменте (саксофон, труба) или электроинструмент включается в линейный вход передатчика (электрогитара).

Еще одна разновидность микрофонных систем — петличные, главное применение которых — презентации, телевидение, ток-шоу, видеосъемка и т.п. Располагают такие микрофоны на лацканах или воротнике одежды, для чего в комплекте имеются, как правило, кнопки и прищепки. Размеры этих микрофонов стараются делать как можно меньше, чтобы они были менее заметны. Передатчик, как в головных и инструментальных радиомикрофонах, крепится на ремне или в кармане.

Необходимо отметить, что, как правило, все карманные передатчики имеют универсальные входы с переключаемой чувствительностью, т.е. могут использоваться как с электроинструментами, так и с динамическими и конденсаторными микрофонами, «фантомно» питая последние от своей батареи

Подавляющее большинство радиомикрофонов используют в радиоканале метод частотной модуляции. Более простые радиомикрофоны используют диапазон частот 170..220 МГц. В этом диапазоне возможно использование до восьми одновременно работающих систем. Дорогие системы используют более высокие частоты, вплоть до 1 ГГц. Техническая реализация их сложнее, но число одновременно работающих микрофонов может достигать 15 и более. Кроме того, эти системы обладают большей помехозащищенностью В ряде систем есть возможность выбора рабочей частоты (радиоканала), а некоторые радиомикрофоны могут даже анализировать эфир на предмет занятости и автоматически определять оптимальные частоты передачи.

Мощность передатчика в большинстве систем составляет 50 мВт. При такой мощности дистанция уверенного приема составляет 100... ...150 м.

Простые радиомикрофоны имеют, как правило, одну антенну. Однако в данном диапазоне частот радиоволны, отражаясь от различных объектов, стен и т.д., образуют сложную интерференционную картину, в связи с чем возможно появление «мертвых зон» приема. Поэтому, несмотря на большую сложность, а значит и цену, большей популярностью пользуются двухантенные системы, свободные от этого недостатка. Принцип их действия заключается в том, что если одна антенна находится в «мертвой зоне», то вторая, разнесенная с ней в пространстве, обеспечит уверенный прием.

## 7.10. Микрофонные стереофонические системы

Сам по себе стереоэффект определяется двумя факторами: разностью во времени прихода сигнала к левому и правому уху и разностью интенсивностей бинауральной пары сигналов. На первый взгляд кажется, что наиболее полно эти два фактора будут реализованы в *системе АВ*, в которой два микрофона А и В с одинаковыми характеристиками располагают симметрично по двум сторонам помещения (рис. 7.27). Сигналы с выходов микрофонов по отдельным каналам поступают к двум громкоговорителям, расположенным справа и слева относительно слушателя.

Достижение стереофонического эффекта достигается тем, что звук, принимаемый ближним к источнику звука микрофоном, имеет более высокий уровень и опережает по времени тот же звук, принимаемый другим микрофоном. Это соотношение уровней и временны́х сдвигов сохраняется и в звуках, воспроизводимых соответствующими громкоговорителями для слушателей, находящихся в так называемой зоне стереоэффекта. Она располагается вдоль оси симметрии громкоговорителей и

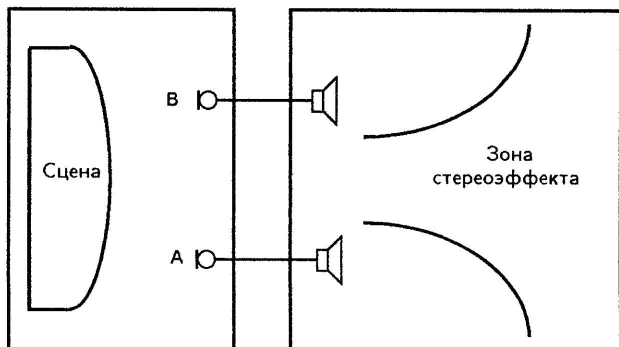



**Рис. 7.27.** Микрофонная система АВ



постепенно расширяется по мере удаления от них. При перемещении источника звука между микрофонами изменяются уровни и временны́е сдвиги звуков, воспринимаемых микрофонами. Соответственно изменяются условия воспроизведения звуков в помещении для прослушивания. На слух это будет восприниматься как перемещение кажущегося источника звука между громкоговорителями.

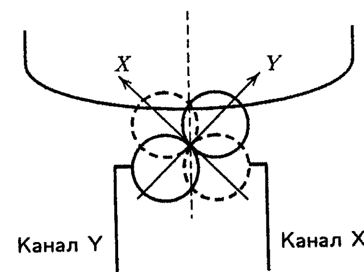



**Рис. 7.28.** Микрофонная система XY

Одним из основных недостатков системы АВ является невозможность удовлетворить требование совместимости, которое технически сводится к тому, чтобы сумма левого и правого сигналов стереопары давала бы полноценное монофоническое звучание. Но, как нетрудно видеть, при сложении сигналов, принимаемых микрофонами А и В, неизбежны частотные искажения, связанные с разностью хода звуковых волн от источника звука до каждого из микрофонов и, следовательно, с соответствующими интерференционными эффектами. Заметим, что разность хода может внести фазовый сдвиг в 180°, при этом в монофоническом сигнале звук этой частоты будет вообще отсутствовать.

Для устранения интерференционных эффектов разработаны так называемые совмещенные микрофонные системы, в которых стереоэффект формируется только за счет разности уровней сигналов. Микрофоны в таких системах должны иметь различные или различно ориентированные диаграммы направленности.

В *системе XY* (рис. 7.28) два микрофона с одинаковыми характеристиками и диаграммами направленности в виде восьмерки (кардиоиды или суперкардиоиды) расположены практически в одной точке так, что оси их диаграмм направленности образуют угол около 90°. Микрофоны соединены каналами связи с левым и правым громкоговорителями.

Стереофонический эффект здесь получается за счет разной чувствительности микрофонов к звуковым волнам, приходящим от источника звука. Так, звучание инструмента, находящегося в направлении оси $X$, будет воспринято только одним микрофоном, а инструмента, находящегося в направлении оси $Y$ — только другим. И лишь звучание инструмента, находящегося в середине сцены (на оси симметрии), будет воспринято обоими микрофонами с равной интенсивностью. При расположении микрофонов в одной точке сдвига фаз между левым и правым сигналами нет

При звукопередаче по способу XY можно использовать микрофоны с характеристикой направленности в виде кардиоиды. Угол между главными осями диаграмм направленности звукорежиссер может изменять Система XY является более совместимой, чем система АВ, однако

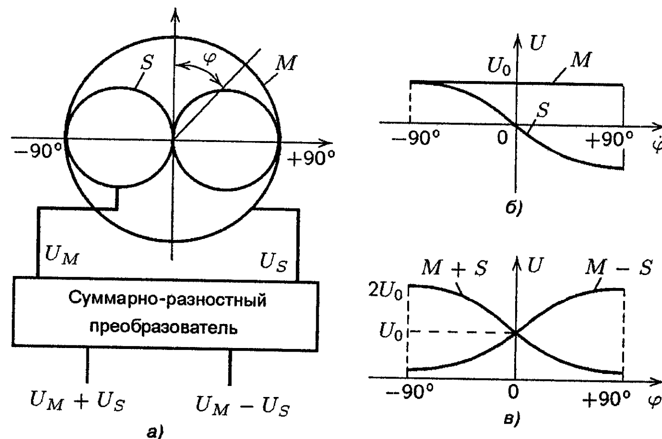



**Рис. 7.29.** Микрофонная система MS

источники звука, расположенные в центре сцены, имеют повышенную громкость и при монофоническом воспроизведении кажутся более приближенными к слушателю. Система XY находит применение при записи неподвижно расположенных исполнителей, при этом центральные источники располагаются дальше от микрофона.

При звукопередаче по *способу MS* микрофоны, как и при способе XY, расположены в центре сцены. Однако в этом случае один микрофон для канала, обозначенного буквой M, ненаправленный (т.е. одинаково хорошо воспринимает звук со всех сторон), а другой направлен так, что воспринимает звук с боковых частей сцены и имеет диаграмму направленности в виде восьмерки (или «кардиоиды-восьмерки», «восьмерки-восьмерки») (рис. 7.29,*а*).

Изменение напряжения на выходах микрофонов в зависимости от угла прихода звука показано на рис. 7.29,*б*. Для микрофона канала M напряжение всегда постоянно, а на выходе микрофона канала S напряжение максимально лишь в тех случаях, когда звук приходит с направлений $-90°$ и $+90°$. При угле, соответствующем 0°, напряжение на выходе микрофона канала S равно нулю. При переходе от одного лепестка характеристики направленности к другому изменяется фаза выходного сигнала микрофона. На рис. 7.29,*б* этот факт нашел отражение в изменении полярности напряжения.

При воспроизведении звука к левому громкоговорителю подается сумма напряжений от обоих микрофонов $(U_M + U_S)$, а к правому — разность напряжений $(U_M - U_S)$. Разделение левого и правого стереофонических сигналов производится при помощи суммарно-разностного преобразователя. Результат работы суммарно-разностного преобразователя показан на рис. 7.29,*в*.

Способ MS имеет явные преимущества. Канал M является полноценным монофоническим сигналом, таким образом, система MS полностью совместима. Кроме того, звукорежиссер в процессе формирования стереосигнала может электрическим путем (при помощи регулятора) изменять соотношение сигналов $M$ и $S$ и тем самым ширину стереопанорамы.



## Контрольные вопросы

1. Поясните, по каким признакам могут быть классифицированы микрофоны.
2. Каковы основные технические характеристики микрофонов?
3. Объясните принцип действия микрофонов — приемников давления и приемников градиента давления.
4. Чем различается работа приемника градиента давления в поле плоской и шаровой волн?
5. Поясните принцип работы микрофонов классифицированных по способу преобразования механических колебаний в электрические.
6. Выведите общую формулу чувствительности микрофона и поясните ее практическое использование.
7. Объясните принципы построения электрически и акустически комбинированных микрофонов.
8. Объясните устройство и принцип действия катушечного микрофона — приемника давления.
9. Почему частотная характеристика чувствительности микрофона – приемника давления имеет спады на нижних и верхних звуковых частотах?
10. Поясните механизм формирования ровной частотной характеристики чувствительности катушечного микрофона.
11. Объясните устройство и принцип действия ленточного микрофона – приемника градиента давления.
12. Чем обусловлен выбор собственной частоты подвижной системы ленточного микрофона — приемника градиента давления?
13. Объясните устройство и принцип действия конденсаторного микрофона.
14. Чем обусловлен выбор собственной частоты подвижной системы конденсаторного микрофона?
15. Поясните принцип формирования диаграмм направленности электрически комбинированных микрофонов.
16. Поясните принцип действия акустически комбинированного катушечного микрофона.
17. Объясните устройство и принцип действия акустически комбинированного конденсаторного микрофона.
18. Каким образом осуществляется дистанционное управление направленными свойствами акустически комбинированного конденсаторного микрофона?
19. Поясните принцип получения остронаправленных свойств микрофона.
20. Поясните принцип работы PZM-микрофонов.
21. Поясните принцип работы микрофонных стереофонических систем.

*Глава 8*

# Акустические системы, громкоговорители, стереотелефоны

## 8.1. Термины и определения. Классификация

В соответствии с международной классификацией термин «громкоговоритель» применяется к «устройствам, предназначенным для эффективного излучения звука в окружающее пространство в воздушной среде, содержащее одну или несколько головок громкоговорителей при наличии акустического оформления и электрических устройств (фильтры, регуляторы и т.д.)». Таким образом, этот термин обозначает любой акустический преобразователь, излучающий звук в воздушную среду. В отечественной технической литературе термин «громкоговоритель» (ГГ) применяется в основном для одиночного громкоговорителя (в зарубежных каталогах он определяется как loudspeaker units или loudspeaker drive element, или driver), при этом в отечественном стандарте ГОСТ 16122-87 он обозначается как *головка громкоговорителя.* Устройство, содержащее громкоговорители, фильтры, корпус и др., называется *акустической системой* (АС) (acoustical system или loudspeaker system). В зависимости от области применения, она может обозначаться как «акустическая система» (в основном для домашнего применения), «акустический студийный агрегат», «звуковая колонка» и т.д. При современных темпах развития радиовещания, телевидения, звукозаписи, озвучивания, оповещения и т.д. и переходе на принципиально новые цифровые технологии работы со звуком потребность в многообразии акустических систем и требования к их качеству все время возрастают. В зависимости от назначения они имеют существенные различия в параметрах и отличаются большим разнообразием конструкций и дизайна. Основные виды акустических систем, представленных на современном рынке, условно можно разделить на несколько категорий в зависимости от области их применения:

- акустические системы для домашнего применения, которые в свою очередь можно подразделить на системы: массовые; категории HI-FI и HIGH-END; акустические системы для домашних аудиовидеокомплексов типа «Домашний кинотеатр» (Home-Theatre); для современных компьютерных систем (АС Multi-Media) и др.;



- акустические системы для систем озвучивания и звукоусиления, в том числе для конференц-систем и систем перевода речей (к ним, в частности, относятся звуковые колонки);
- концертно-театральные акустические системы, в том числе мощные блочные портальные системы, сценные мониторы, мониторы для электромузыкальных инструментов и др.;
- студийные акустические системы или акустические мониторы (агрегаты), предназначенные для контроля качества звука в различных студиях видео-звукозаписи и т.д.;
- автомобильные акустические системы, а также акустические системы для озвучивания других видов транспорта (самолетов, поездов и т.д.);
- акустические системы для переговорных устройств, систем оповещения, абонентских систем и для другого служебного применения. Кроме того, производится много других видов акустических систем различного применения.

В современных системах звукозаписи, озвучивания и звукоусиления также широко используются такие виды акустических излучателей, как рупорные громкоговорители и стереотелефоны.

В данной главе рассмотрены основы устройства акустических систем и головок громкоговорителей, используемых в них (разд. 8.2), основы устройства рупорных громкоговорителей (разд. 8.3) и стереотелефонов (разд. 8.4).

## 8.2. Основы устройства акустических систем и громкоговорителей

В современных высококачественных акустических системах используется в основном многополосный принцип построения, поскольку применение одной широкополосной головки громкоговорителя не позволяет обеспечить современные требования по техническим параметрам (нелинейным искажениям, динамическому диапазону и др.) и качеству звучания. В связи с чем акустическая система состоит, как правило, из *излучателей (головок громкоговорителей)*, каждый из которых (или несколько одновременно) работают в своем частотном диапазоне; *корпуса*, который может состоять как из нескольких отдельных корпусов (блоков), каждый для излучателей своего диапазона, так и представлять единую конструкцию; *фильтрующе-корректирующих цепей*, а также других электронных устройств (например, для защиты от перегрузок, индикации уровня и т.д.); *звуковых кабелей и входных клемм*; *усилителей* для активных акустических систем и *кроссоверов* (активных фильтров) в случае применения отдельных усилителей для каждой полосы частот Этот набор элементов используется как в бытовых, так и в профессиональных акустических системах. Основные элементы конструкции современной бытовой высококачественной акустической системы показаны на рис. 8.1. Их краткая характеристика приведена в следующих разделах.

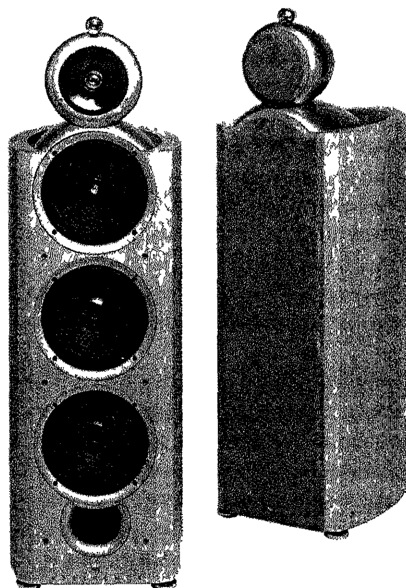


**Рис. 8.1.** Внешний вид АС

## 8.2.1. Головки громкоговорителей. Основы устройства

Классификация громкоговорителей (или головок громкоговорителей) может быть произведена по различным признакам по принципу действия, способу излучения, полосе передаваемых частот, форме диафрагмы, области применения и т д

**По принципу действия**, т е способу преобразования электрической энергии в акустическую, громкоговорители могут быть подразделены на электродинамические, электростатические, пьезокерамические (пъезопленочные), плазменные и др

Наибольшее промышленное применение имеют электродинамические громкоговорители, определяемые как «преобразователи, действие которых основано на движении в постоянном магнитном поле проводника или катушки, питаемых переменным током» [33]

*Электродинамические громкоговорители* могут быть реализованы в нескольких вариантах катушечные, ленточные и изодинамические

К а т у ш е ч н ы е  г р о м к о г о в о р и т е л и используют цилиндрическую катушку с намотанным проводником, помещенную в магнитное поле при движении которой приводится в колебания жестко скрепленная с ней диафрагма Основы устройства электродинамического катушечного громкоговорителя показаны на рис 8 2 Громкоговоритель состоит из трех частей подвижной системы магнитной цепи и диффузородержателя *1* *Подвижная система* включает в себя подвес



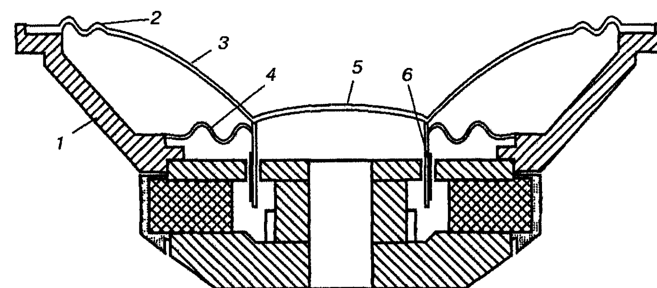



**Рис. 8.2.** Основные элементы конструкции электродинамического громкоговорителя

*2*, диафрагму (коническую или купольную) *3*, центрирующую шайбу *4*, пылезащитный колпачок *5*, звуковую катушку *6*, гибкие выводы Звуковая катушка представляет собой цилиндрический каркас с намотанным в несколько слоев (обычно в два слоя) изолированным проводником При пропускании переменного тока по звуковой катушке, помещенной в радиальный зазор магнитной цепи, на нее будет действовать механическая сила $f = BLI$, где $B$ — индукция в рабочем зазоре, $L$ — длина проводника, $I$ — сила тока Под действием этой силы возникают осевые колебания катушки и скрепленной с ней диафрагмы *Центрирующая шайба* представляет собой гофрированную мембрану, которая обеспечивает центровку звуковой катушки в зазоре, препятствует ее крутильным колебаниям, но позволяет ей совершать осевые колебания, поэтому центрирующая шайба должна обладать большой гибкостью в осевом направлении и малой в радиальном и кольцевом *Подвес* — кольцевая, обычно гофрированная оболочка, позволяющая диафрагме совершать осевые колебания и предохраняющая ее от крутильных колебаний, т е она также должна обладать большой гибкостью в осевом направлении и малой в кольцевом и радиальном *Диафрагма* представляет собой упругую оболочку, форма которой может быть конической, сферической, плоской и др Под действием механической силы со стороны звуковой катушки диафрагма совершает колебания, которые создают звуковые волны в окружающей среде *Пылезащитный колпачок* — купольная или плоская пластинка, предохраняющая зазор магнитной цепи от попадания пыли и одновременно являющаяся ребром жесткости для диафрагмы *Гибкие выводы* — проводники, соединяющие выводы звуковой катушки с присоединительными клеммами громкоговорителя *Магнитная цепь* выполняется обычно в трех вариантах (рис 8 3) — кольцевая с ферритовыми магнитами (*а*), керновая с литыми магнитами (*б*) и кольцевая с литыми магнитами (*в*) Элементами магнитной цепи являются магнит *1* в виде кольца или керна, верхний *2* и нижний *3* фланцы, стакан или скоба *4*, керн *5* полюсный наконечник *6* Постоянный магнит создает постоянный магнитный поток замкнутые силовые линии которого пересекают цилиндрический воздушный зазор между верхним фланцем и

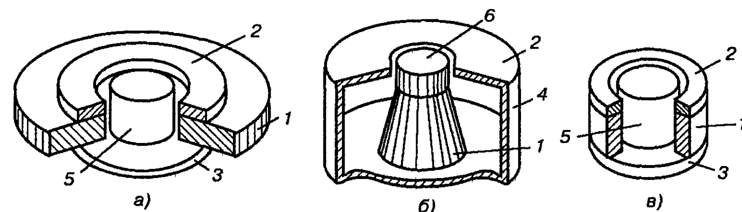



**Рис. 8.3.** Различные варианты конструкции магнитной цепи

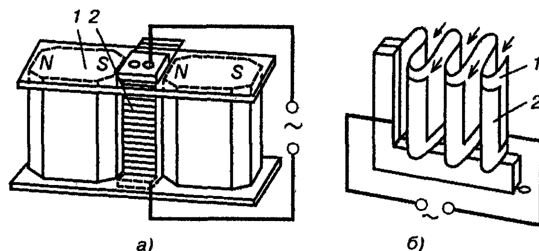



**Рис. 8.4.** Принцип устройства ленточного громкоговорителя (*а*) и излучателя Хейла (*б*)

керном в радиальном направлении. *Диффузородержатель* служит для объединения магнитной цепи и подвижной системы и обеспечивает возможность закрепления громкоговорителя в корпусе АС, с которым он предназначен работать. Каждый из элементов подвижной системы и магнитной цепи оказывает свое влияние на выходные характеристики громкоговорителя и его качество звучания.

Ленточные громкоговорители (рис. 8.4) используют тонкую металлическую ленточку *2*, которая помещается в магнитное поле между полюсами магнита *1* и служит одновременно и проводником тока и колеблющимся излучающим элементом.

Изодинамические громкоговорители (рис. 8.5) (ортодинамические, излучатели Хейла) применяют в качестве излучающего элемента тонкую мембрану *1* из диэлектрической пленки, на которую методом травления или напыления наносится проводник в виде прямоугольной или крутой спирали *2*. Разновидностью изодинамического громкоговорителя является излучатель Хейла, отличающийся тем, что в качестве излучающего элемента используется гофрированная мембрана из диэлектрической пленки с проводником специальной формы Нанесение гофрировки увеличивает КПД громкоговорителя.

Наибольшее распространение среди громкоговорителей неэлектродинамического типа получили электростатические громкоговорители

*Электростатические громкоговорители* (рис 8.6) используют излучающий элемент в виде тонкой металлизированной пленки *2* толщиной порядка 6 .10 мкм, помещенной между перфорированными электродами *1* (т.е это конденсатор переменной емкости, где одной из обкладок



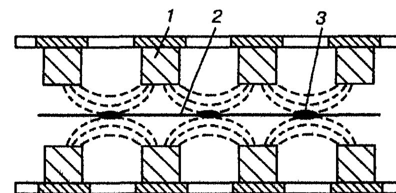



**Рис. 8.5.** Принцип устройства изодинамического громкоговорителя

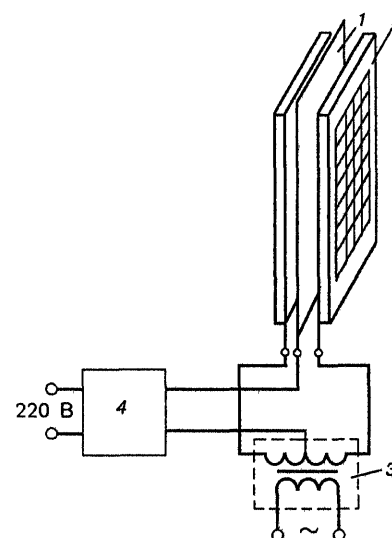



**Рис. 8.6.** Принцип устройства электростатического громкоговорителя

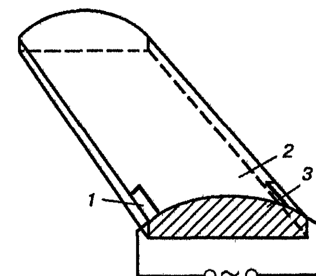



**Рис. 8.7.** Принцип устройства пьезопленочного громкоговорителя

служит тонкая металлизированная подвижная мембрана). Между мембраной и электродами приложено высокое поляризующее напряжение порядка 8...10 кВ. Переменное звуковое напряжение, под действием которого мембрана колеблется и излучает звук, подводится к неподвижным электродам. Громкоговорители такого типа выпускаются целым рядом фирм: Quad, ESS и др., они обеспечивают чистоту и прозрачность звучания за счет малых уровней переходных искажений и достаточно широко применяются в аппаратуре HI-FI и студийных агрегатах.

*Пьезокерамические (пьезопленочные) громкоговорители* (рис. 8.7) используются в основном в качестве высокочастотного звена в акустических системах. В качестве возбуждающего элемента в них применяется биморфный элемент, полученный путем соединения двух пластин *1, 3* из пьезокерамики (цирконата титана, титаната бария и др.). Биморфный элемент закрепляется с двух сторон, при подведении электрического сигнала в нем происходят изгибные деформации, которые передаются соединенной с ним диафрагме *2*. Разновидностью такого типа громкоговорителей являются *пьезопленочные* излучатели, в них используются высокополимерные пленки, которым при помощи специально отработанной технологии придаются пьезоэлектрические свойства (при их поляризации в сильном магнитном поле). Если такой пленке придать форму купола или цилиндра, то под действием приложенного к ней переменного напряжения она начинает вибрировать и излучать звук, для таких громкоговорителей не требуется применение магнитной цепи

Кроме этих, известны разработки и других типов громкоговорителей (плазменных, пневматических, цифровых и др.), но они используется в очень ограниченных объемах.

**По способу излучения акустической энергии**: громкоговоритель, у которого диафрагма излучает звук непосредственно в окружающую среду, называется *громкоговорителем прямого излучения*. Если диафрагма излучает звук через рупор и предрупорную камеру, то это *узкогорлый рупорный громкоговоритель*. Если используется только рупор, то это *широкогорлый рупорный громкоговоритель*.

**По полосе передаваемых частот:** способ конструирования и технология производства громкоговорителей существенно различаются в зависимости от того, в какой полосе частот они должны работать. По этому признаку громкоговорители разделяются на широкополосные; низкочастотные (воспроизводимый диапазон примерно 20–40...500–1000 Гц); среднечастотные (диапазон 0,3–0,5...5–8 кГц); высокочастотные (1–2...16–30 кГц) и др.

**По форме диафрагмы**: в качестве диафрагмы у громкоговорителей могут использоваться оболочки различной формы — конус (прямолинейный или криволинейный), купол (выпуклый или вогнутый), плоский диск или кольцевой сегмент. В зависимости от этого громкоговорители разделяются на конусные, купольные и т.д.

**По области применения**: в зависимости от области применения параметры громкоговорителей и их конструкция значительно различаются (например, громкоговорители для телевизоров, приемников, студийной, концертно-театральной аппаратуры и т.д.).

Таким образом, примерами полного наименования громкоговорителей могут служить следующие: 75ГДН-01 — электродинамический катушечный конусный низкочастотный громкоговоритель с паспортной мощностью 75 Вт; 6ГДВ-2 — громкоговоритель электродинамический купольный высокочастотный с паспортной мощностью 6 Вт; 3ГДШ-1 — электродинамический катушечный конусный широкополосный с мощностью 3 Вт; 10ГИВ-1 — громкоговоритель изодинамический высокочастотный с паспортной мощностью 10 Вт.

### 8.2.2. Электродинамические громкоговорители. Конструкция и назначение основных элементов

Подавляющее большинство современных высококачественных АС применяют в качестве излучателей электродинамические громкоговорители, которые представляют собой электро-механо-акустические преобразователи, использующие постоянный магнит, звуковую катушку и механическую подвижную систему для излучения звука в окружающую среду [34]. Элементы конструкции диффузорного электродинамического громкоговорителя, показанные на рис. 8.2, в зависимости от воспроизводимой полосы частот в многополосных АС отличаются определенными конструктивными особенностями.



**Низкочастотные громкоговорители.** Проектирование низкочастотных громкоговорителей (НЧ ГГ), как всей конструкции в целом, так и их отдельных элементов, должно исходить из специальных требований, основные из которых следующие:

- низкочастотные ГГ, как правило, имеют более низкую чувствительность по сравнению со средне- и высокочастотными ГГ — 86...91 дБ/Вт/м. В связи с этим для обеспечения необходимого звукового давления в области низких частот они должны выдерживать значительные мощностные нагрузки (до 200 Вт и более) при сохранении тепловой и механической прочности;
- сравнительно низкая резонансная частота (16...30 Гц) этих ГГ, необходимая для обеспечения эффективного воспроизведения низкочастотных составляющих сигнала, требует высокой линейности упругих характеристик гибких элементов (подвеса и шайбы) при больших смещениях подвижной системы вплоть до ±12...15 мм;
- для обеспечения «неокрашенности» звучания НЧ ГГ должны иметь, помимо малых уровней гармонических искажений, как можно более «гладкую» (т.е. без ярко выраженных резонансов) амплитудно-частотную характеристику звукового давления, вплоть до верхней границы воспроизводимого ими диапазона частот (как правило, 1500...3000 Гц). Экспериментально показано, что для того, чтобы НЧ ГГ не вносил слышимой окраски в звучание АС в верхней части воспроизводимого им диапазона, резонансные пики на его АЧХ должны быть не менее чем на 20 дБ ниже среднего уровня звукового давления, создаваемого акустической системой в этой области частот.

Для удовлетворения таким требованиям при проектировании НЧ ГГ уделяется большое внимание конструктивной и технологической разработке всех его элементов: подвеса, шайбы, диффузора, пылезащитного колпачка, звуковой катушки, гибких выводов звуковой катушки, магнитной цепи и диффузородержателя.

Типичная конструкция современного низкочастотного ГГ для высококачественных АС представлена на рис. 8.8.

Остановимся более подробно на основных конструктивных особенностях указанных выше элементов НЧ ГГ [14, 34].

*Подвес (Surround)*. Гофрированный гибкий подвес (иногда встречаются названия — краевой гофр, «воротник») должен обеспечивать сравнительно низкую резонансную частоту (т.е. иметь высокую гибкость); плоскопараллельный характер движения (т.е. отсутствие крутильных и других видов колебаний) подвижной системы в обе стороны от положения равновесия и эффективное поглощение энергии резонансных колебаний подвижной системы Кроме того, подвес должен сохранять свою форму и свойства во времени и под воздействием климатических факторов внешней среды (температуры, влажности и др.). С точки зрения конфигурации (формы профиля), значительно влияющей на все указанные свойства, наибольшее распространение имеют полутороидальные

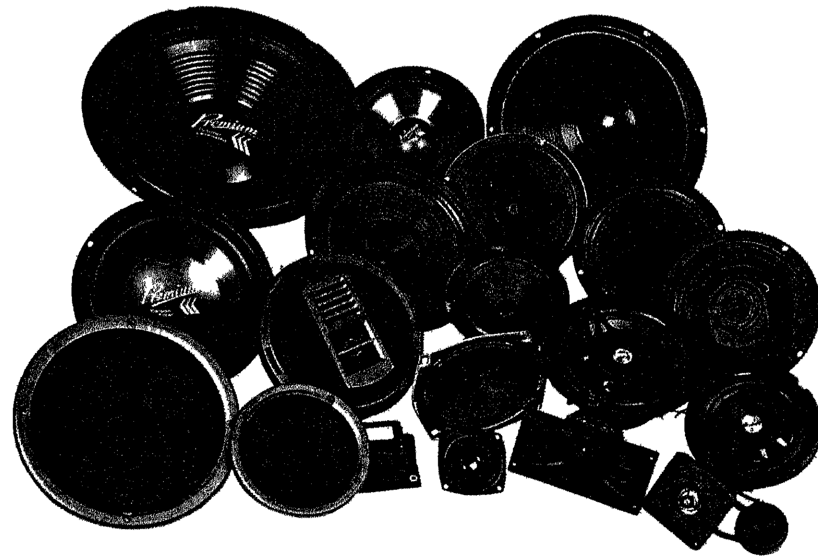


**Рис. 8.8.** Общий вид электродинамических низкочастотных громкоговорителей

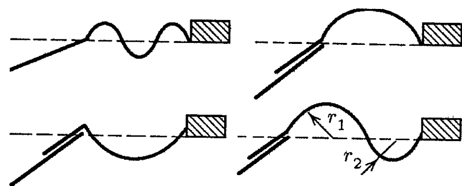



**Рис. 8.9.** Гофрированные подвесы

(рис. 8.9), sin-образные, S-образные подвесы и др. В качестве материалов для подвесов НЧ ГГ применяют натуральные резины, пенополиуретаны, прорезиненные ткани, натуральные и синтетические ткани со специальными демпфирующими покрытиями Эти конфигурации и материалы позволяют получить удовлетворительную линейность упругих характеристик и требуемое, в зависимости от вида низкочастотного акустического оформления, значение гибкости подвеса.

*Диафрагма* (Diaphragm) — основной излучающий элемент громкоговорителя, который должен обеспечивать поршневой характер колебаний в возможно более широком диапазоне частот и эффективное демпфирование резонансов на тех частотах, где они появились, что достигается выбором соответствующей конфигурации диафрагмы (диффузора) и материала, из которого она изготовлена

Диафрагмы НЧ ГГ с целью повышения конструктивной жесткости часто изготавливаются в виде криволинейных конусов с образующей меняющейся, например, по гиперболическому закону или в виде дуг окружностей одной или нескольких, плавно переходящих одна в другую Иногда для уменьшения амплитуд резонансных колебаний диафрагмы используют радиальные и окружные ребра жесткости на ее поверхности или краевое ребро по наружному краю [34]



В настоящее время диафрагмы низкочастотных ГГ изготавливаются из различных, довольно сложных композиций на основе натуральной длинноволокнистой целлюлозы с различными добавками, повышающими ее прочность, жесткость и демпфирующие свойства, например, волокнами шерсти, льна, углестекловолокнами, графитовыми чешуйками, металлическими волокнами, влагозащитными и демпфирующими пропитками. О степени сложности таких композиций можно судить по тому, что в них используется до 10–15 составляющих. Однако наряду с композициями из натуральных целлюлоз, для диафрагм НЧ ГГ многими фирмами применяются различные композиционные материалы: многослойные сотовые, вспененные металлы и т.д. В настоящее время для диафрагм НЧ ГГ все шире используют синтетические пленочные композиции на основе полиолефинов (полипропилена и полиэтилена) (например, фирмы JAMO, KEf, Cabasse, Tannoy и т.д.) и композиционные материалы на основе высокомодульной ткани «кевлар» (B&W, Audix и т.д.) Применение таких диафрагм позволяет обеспечить в лучших моделях НЧ ГГ гладкие АЧХ до 1500...2500 Гц, что почти на две октавы выше частот раздела,обычно используемых в трехполосных АС (400...600 Гц). Это дает возможность существенно снизить влияние НЧ ГГ на искажения в АС, возникающие в области средних частот.

*Пылезащитный колпачок* (Dust Cup) — сферическая оболочка, которая, выполняя функцию защиты рабочего зазора магнитной цепи от попадания пыли, является также окружным ребром жесткости. Кроме того, колпачок является излучающим элементом, вносящим свой вклад в формирование АЧХ в области средних частот. Для обеспечения конструктивной жесткости колпачки изготавливаются, как правило, куполообразной формы с различными радиусами кривизны. В качестве материала используют композиции целлюлозы, синтетические пленки, ткани с пропитками. В мощных НЧ ГГ иногда используются колпачки из металлической (алюминиевой) фольги, что позволяет использовать их и как дополнительный элемент отвода тепла от звуковой катушки.

*Центрирующая шайба* (Spider) — гофрированная оболочка, требования к конструкции и материалам которой также чрезвычайно высоки. Она должна обеспечивать стабильность резонансной частоты НЧ ГГ в условиях динамических и температурных нагрузок, линейность упругих характеристик при больших смещениях подвижной системы; предотвращать смещения звуковой катушки в радиальном направлении и «провисание» подвижной системы и т д Обычно в НЧ ГГ используются центрирующие шайбы с синусоидальной гофрировкой (число гофр варьируется от 5–7 до 9–11), плоские или «мостиковые» (рис. 8 10) Однако в некоторых моделях встречаются шайбы более сложных конфигураций (например, тангенциальные), обеспечивающие, по мнению применяющих их фирм, большую линейность упругих характеристик, стабильность формы и т п В качестве материалов для шайб применяют натуральные ткани (типа миткаля, бязи и т п ), пропитанные бакелитовым лаком,

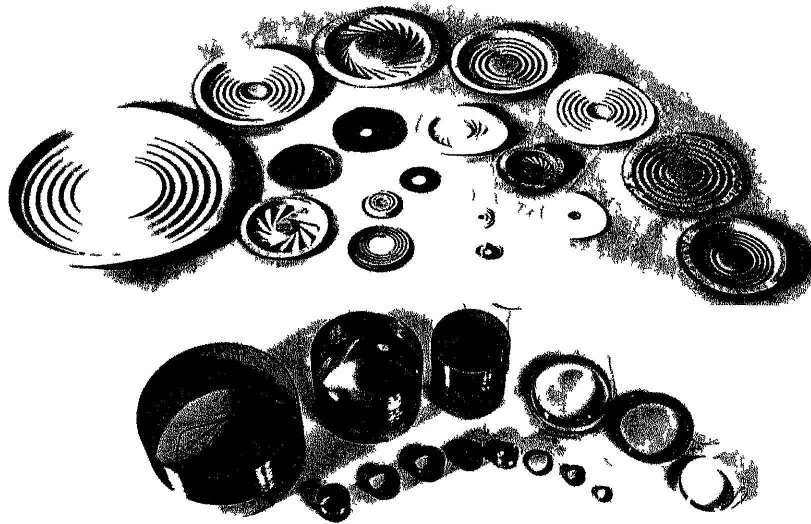


**Рис. 8.10.** Центрирующие шайбы и звуковые катушки

синтетические ткани на основе полиамидов полиэстера нейлона и др В некоторых НЧ ГГ применяются шайбы в материал которых вплетаются металлические (алюминиевые медные) нити обеспечивающие повышенный теплоотвод от теплопроводящего каркаса звуковой катушки к массивному металлическому диффузородержателю

*Звуковые катушки* (Voice Coil) Конструкции звуковых катушек НЧ ГГ разрабатываются с учетом необходимости рассеивания значительного количества тепла выделяющегося в них при работе ГГ от мощных усилителей (100 200 Вт и более) Расчеты и опыт разработок позволили установить количественную связь между диаметром катушки и рассеиваемой ею тепловой энергией Так например звуковые катушки диаметром 25 мм способны (без применения особо термостойких и теплоотводящих материалов) выдерживать долговременную электрическую мощность до 25 Вт а диаметром 50 мм до 100 Вт С целью увеличения тепловой прочности звуковых катушек НЧ ГГ применяются как теплостойкие материалы (клеи изоляция проводов каркасы) так и различные конструктивные меры для более эффективного отвода выделяющегося тепла в окружающую среду К ним относятся вентиляционные отверстия в каркасах катушек и магнитных цепях улучшающие циркуляцию воздуха в зоне расположения звуковой катушки тепловые трубки теплопроводящие каркасы и даже полупроводниковые холодильники

Здесь следует отметить что применение металлических теплопроводящих каркасов в НЧ ГГ с низкои резонанснои частотой не всегда желательнс так как при колебаниях звуковой катушки в сильных постоянных магнитных полях в каркасах могут возникнуть вихревые токи вызывающие дополнительное электромеханическое демпфирование



субъективно воспринимаемое как «глухость» звучания или недостаток низких частот Кроме того, при применении диффузоров из полимерных пленок такой каркас обеспечивает подведение к месту своей приклейки к диффузору значительного количества тепла, которое может деформировать сам диффузор Для предотвращения этого применяют составные конструкции нетеплопроводящая часть каркаса (кабельная бумага, синтетическая бумага, например номекс) примыкает к шейке диффузора, а намотка проводом осуществляется на его теплопроводящую часть Для избежания возникновения вихревых токов некоторыми фирмами проводятся разработки специальных материалов (например, на основе керамики), обладающих высокими теплопроводящими и низкими электропроводящими свойствами

Для снижения нелинейных гармонических искажений, возникающих в НЧ ГГ, в частности, за счет нелинейности и несимметричности магнитного поля в магнитной цепи, часто применяются звуковые катушки с высотой намотки в 2 2,5 раза превышающей высоту рабочего зазора магнитной цепи (толщину верхнего фланца цепи) Число применяемых слоев намотки звуковой катушки обычно равно двум, хотя встречаются катушки с одним и четырьмя слоями Применение большого числа слоев приводит к возрастанию массы и индуктивности звуковой катушки что снижает уровень звукового давления В некоторых конструкциях двухслойная намотка делается с наружной и внутренней стороны каркаса (каркас находится между слоями), что при его повышенной теплопроводности значительно улучшает теплоотвод от звуковой катушки В современных НЧ ГГ применяют различные по форме сечения провода для намотки звуковых катушек традиционные круглые квадратные и плоские Последние две формы обеспечивают более высокую плотность заполнения рабочего зазора проводом, что повышает эффективность НЧ ГГ

*Магнитные цепи* (Magnet) обычно состоят из магнита керна нижнего и верхнего фланца (см рис 8 3) Для магнитных цепей высококачественных НЧ ГГ характерно применение различных конструктивных мер для снижения нелинейных гармонических искажений возникающих в них за счет несимметричности и неоднородности магнитного поля в рабочем зазоре керны Т-образной формы (симметризируют магнитное поле выше и ниже зазора) фланцы и «керны с многослойными вставками уменьшающими влияние переменного магнитного поля от звуковой катушки на постоянное магнитное поле цепи» различные типы «короткозамкнутых витков» колпачки или кольца на керне и на внутренней поверхности верхнего фланца специальные профили рабочего зазора уменьшающие неоднородность магнитного поля и т д Кроме того для снижения гармонических искажений за счет сжатий подколпачкового объема воздуха при больших смещениях подвижной системы используют керны с так называемыми вентиляционными отверстиями Ранее эти отверстия делались в центре керна (большая часть воздуха выходила из под колпачка минуя рабочий зазор) Теперь появились модели

НЧ ГГ, в которых отверстия стали использоваться для направления значительных воздушных потоков, возникающих внутри магнитной цепи, непосредственно через рабочий зазор — вокруг звуковой катушки, что значительно снижает температуру ее нагрева.

В качестве магнитных материалов в НЧ ГГ, помимо традиционных — феррит-бария (в виде колец различных толщины и диаметров) или более дорогих кобальтосодержащих сплавов — в современных моделях применяется новый высокоэффективный магнитотвердый материал на основе сплава неодим-железо-бор Nd-Fe-B (отечественное название таких сплавов «неомакс»), который начал использоваться в конце 80-х — начале 90-х годов. Эти сплавы обладают магнитной энергией, превышающей магнитную энергию как феррит-бария, так и кобальт-стронций содержащих материалов. Магнитная энергия феррит-бариевых магнитов доходит до 2,5...3,2, феррит-стронциевых — 3...3,5, самарий-кобальтовых — 27...31, а Nd-Fe-B — 30...35 МГсЭ. Это позволяет конструировать магнитные цепи, обеспечивающие требуемую магнитную индукцию в зазоре при значительно меньших габаритах и весе самого магнита. При этом, правда, для обеспечения необходимого смещения подвижной системы с целью предотвращения соприкосновений нижнего края звуковой катушки с нижним фланцем последний имеет не плоскую, а более сложную форму — углубление в зоне расположения керна.

Все большее количество АС, выпускаемых для применения совместно с телевидеоаппаратурой (например, АС для систем «домашний кинотеатр»), требует применения НЧ ГГ с надежным экранированием магнитных полей рассеивания. Эти меры должны быть особенно эффективными для НЧ ГГ, применяемых в АС центрального и фронтальных каналов таких систем, а также для низкочастотных блоков (Subwoofer), располагаемых вблизи телевизионных приемников. Основными способами снижения магнитных полей рассеивания для НЧ ГГ являются те же, что и для ГГ, применяющихся в телевизионных приемниках, а именно: или вся магнитная цепь помещается в экранирующий стакан из металла, или позади основного магнита дополнительно устанавливается второй магнит, имеющий противоположную намагниченность, что фокусирует поля рассеивания в рабочий зазор магнитной цепи.

В целом узел «магнитная цепь — звуковая катушка» проектируется таким образом, чтобы обеспечить максимальное значение КПД громкоговорителя, т.е. максимальное значение коэффициента электромеханической связи $BL$ ($B$ — магнитная индукция в зазоре, $L$ — длина провода катушки), и снижение уровня его нелинейных искажений.

*Диффузородержатель* (Basket) служит для поддержания и соединения элементов подвижной системы и магнитной цепи, а также для закрепления громкоговорителя в корпусе. Его конструкция должна обеспечивать не только устойчивость ГГ к механическим воздействиям (ударам, тряске), не допускать смещения массивной магнитной цепи от оси симметрии НЧ ГГ, но и, по возможности, устранять резонансы самого



держателя, которые могут иметь место в области рабочих частот НЧ ГГ (200...600 Гц). Как правило, диффузородержатели изготавливают из алюминиевых сплавов литьем под давлением, при этом для снижения массы их делают сравнительно тонкими, но с ребрами жесткости. Для НЧ ГГ небольшой мощности и с небольшими магнитными цепями диффузородержатели могут изготавливаться из стального листа толщиной 0,8...1,5 мм методом штамповки. Кроме этого, конструкция диффузородержателя определяется необходимостью обеспечить достаточный размер «окон» между ребрами (с целью предотвращения появления «воздушной подушки» за диффузором) и эстетическими соображениями.

*Гибкие выводы* обеспечивают подведение электрических сигналов от клемм (Terminals), закрепленных, как правило, через изолирующие прокладки прямо на диффузородержателе или на специальной планке, к звуковой катушке. Эти элементы ГГ, помимо воздействий больших электрических токов, непрерывно испытывают значительные знакопеременные механические нагрузки. При этом их гибкость должна быть выше гибкости подвеса и центрирующей шайбы, чтобы не влиять на резонанс ГГ. Кроме того, гибкие выводы могут являться источником призвуков в НЧ ГГ. Поэтому выбору материалов для них и конструкции крепления к клеммам и диффузору уделяется довольно серьезное внимание. В качестве материалов применяются многожильные провода из тонких медных или серебряных нитей, в которые вплетаются хлопчатобумажные или синтетические нити — основы. Типы плетений нитей в этих проводах могут быть самыми разнообразными. Способы крепления гибких выводов к диффузору применяют также различные: от пришивки нитками до подпайки к металлическим заклепкам на диффузоре; места соприкосновения с диффузором заливают различными вибродемпфирующими материалами, например натуральными латексами. Места пайки гибких выводов к клеммам во избежание обламывания стараются защитить от возникновения колебаний выводов вблизи этих паек при помощи амортизаторов различных конструкций.

В целом конструкция подвижной системы низкочастотного громкоговорителя (так же, как средне- и высокочастотного) представляет собой сложную распределенную колебательную систему, на поверхности которой формируется сложная система различных форм (мод) колебаний. При взаимодействии такой системы с воздушной средой формируется структура излучаемого звукового поля. Для расчета колебательных процессов в подвижной системе и структуры излучаемого ею звукового поля, а также анализа линейных и нелинейных искажений, возникающих в процессе динамического взаимодействия подвижной и магнитной систем, используются численные компьютерные методы [34], в настоящее время имеются специальные пакеты программ, например программа FINECone$^{TM}$ 1 5 (www.loudsoft.com)

В области низких частот, где длина звуковой волны больше размеров диафрагмы, можно с определенной степенью точности пользоваться

приближенными методами электромеханических аналогий [35, 36]. Для расчета амплитудно-частотных характеристик низкочастотных громкоговорителей в различных видах корпусов(низкочастотных оформлений) в настоящее время используется, как правило, приближенная теория Смола–Тиля, примеры расчета по которой будут даны в разд. 8.2.5.

**Среднечастотные громкоговорители** (СЧ ГГ) представляют наибольшие трудности для разработки и производства особенно для высококачественных бытовых систем и контрольных агрегатов. Это обусловлено, во-первых, тем, что в таких системах СЧ ГГ используются в диапазоне частот от 200...800 Гц до 5...8 кГц, где чувствительность слуха ко всем видам искажений максимальна (субъективные дифференциальные пороги восприятия практически всех видов искажений достигают минимума в области 1...3 кГц). Во-вторых, именно на эту область частот приходится максимум спектральной плотности мощности почти всех видов музыкальных программ. Поэтому при проектировании СЧ ГГ необходима чрезвычайная тщательность отработки всех элементов конструкции с целью снижения линейных и нелинейных искажений до пороговых уровней, а также для повышения тепловой и механической устойчивости и т.д. Основные принципы конструирования отдельных элементов и узлов СЧ ГГ аналогичны тем, которые применяются в НЧ ГГ, однако при этом существует и своя специфика. Так, например, излучающий элемент — диафрагму — в СЧ ГГ изготавливают как в виде криволинейных конусов, так и в виде куполов.

*Конусные диафрагмы* используются, как правило, в СЧ ГГ, воспроизводящих частоты с 200...400 Гц (их иногда называют Middle Bass). Диаметры таких ГГ составляют 125...200 мм, а верхние воспроизводимые частоты доходят до 3...5 кГц. Однако их стараются использовать в более узкой полосе, так как из-за сравнительно больших размеров диафрагм, они имеют узкую направленность. Конусные СЧ ГГ с диаметрами 160...200 мм находят все большее применение в АС, работающих совместно с НЧ блоками (subwoofer) (разд. 8.2.3), воспроизводящими частоты не выше 150...200 Гц. В качестве материала для таких диафрагм чаще всего применяют специально разработанные композиции на основе растительных целлюлоз, синтетических пленочных материалов, а также на основе полипропилена или высокомодульного кевлара.

*Купольные диафрагмы* имеют, как правило, диаметры 40...80 мм, обеспечивают лучшие направленные свойства и применяются обычно в ГГ для воспроизведения диапазонов частот с 600.. 1000 Гц до 6...8 кГц. Конфигурация купольной диафрагмы жестко связана с применяемым для нее материалом. Как правило, они изготавливаются либо из «мягких» (пропитанные ткани, синтетические пленки, целлюлоза и т.п.) либо из «жестких» материалов (алюминиевая, титановая, бериллиевая фольга, различные их высокомодульные сплавы, например с бором, и т.п.).

Если применяется «мягкий» материал, то высота подъема купола выбирается большей, чем для металлических «жестких», однако она не



должна превышать высоту полусферы такого же диаметра, так как это приводит к сужению воспроизводимого диапазона частот. У «мягких» диафрагм собственные окружные и радиальные резонансы попадают, как правило, в область воспроизводимых частот. Для уменьшения их применяются различные меры по увеличению конструктивной жесткости: различные ребра жесткости по поверхности, использование составных диафрагм из куполов различной кривизны и жесткости материала и т.п., а также увеличение демпфирования за счет нанесения на поверхность различных пропиток и смазок; при этом чрезмерное нанесение таких покрытий может привести к гистерезисным явлениям при колебании диафрагмы, что, в свою очередь, вызывает субъективное ощущение потери «полетности» звучания.

У СЧ ГГ с мягкими диафрагмами подвесы обычно изготавливаются (прессуются или отливаются из целлюлозы) вместе с диафрагмой и имеют в основном тороидальную, синусоидальную или тангенциальную форму профиля. В АС средней мощности используют купольные СЧ ГГ с одним подвесом, без центрирующей шайбы. В АС большой мощности и низкой частотой раздела между НЧ и СЧ применяют СЧ ГГ с двумя гибкими элементами, как в НЧ ГГ, т.е. подвесом и шайбой, так как при закреплении на одном подвесе при больших смещениях возможны интенсивные поперечные и крутильные колебания подвижной системы, что существенно увеличивает нелинейные искажения. В некоторых конструкциях СЧ ГГ под диафрагмой размещают звукопоглощающий материал, демпфирующий резонансы объема воздуха.

СЧ ГГ с мягкими диафрагмами имеют, как правило, меньшую чувствительность, чем СЧ ГГ с жесткими диафрагмами, за счет более тяжелых (из-за применения различных пропиток и намазок) диафрагм. В связи с этим их стараются делать несколько более мощными, применяя звуковые катушки больших диаметров (50...80 мм), заполняют зазоры магнитных цепей магнитной жидкостью, обеспечивающей более интенсивное отведение тепла от звуковой катушки к неподвижным деталям магнитной цепи.

Для снижения нелинейных искажений СЧ ГГ, вызванных взаимодействием переменного магнитного поля звуковой катушки с постоянным магнитным полем, также применяются описанные выше меры (короткозамкнутые медные витки и т.д.). Уменьшение влияния неравномерности и неоднородности магнитного поля в зазоре магнитной цепи во всех (с мягкими или жесткими диафрагмами) СЧ ГГ достигается применением звуковых катушек, имеющих геометрическую высоту намотки несколько меньшую высоты зазора (толщины верхнего фланца), что позволяет звуковой катушке (учитывая сравнительно небольшую амплитуду ее смещений) находиться в процессе работы в наиболее равномерном и однородном постоянном магнитном поле внутри зазора. Этому способствует применение для намотки плоских проводов (медных и, все чаще, алюминиевых) Для каркасов звуковых катушек применяются как

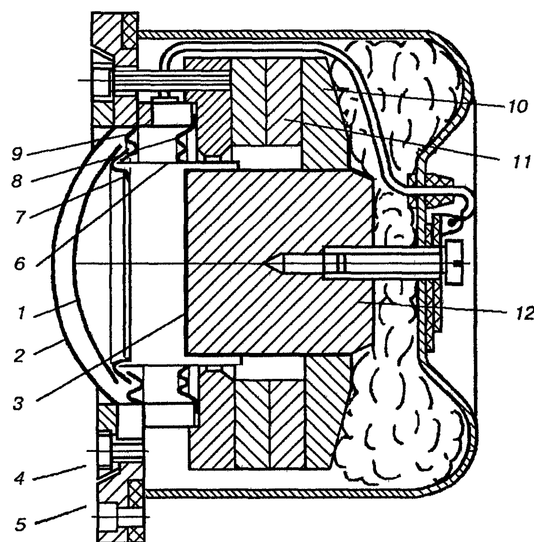



**Рис. 8.11.** Основные элементы конструкции купольного среднечастотного громкоговорителя: *1* — диафрагма; *2* — сетка; *3* — медный колпачок; *4* — верхний фланец; *5* — кожух; *6* — звуковая катушка; *7* — вкладыш; *8* — шайба; *9* — подвес; *10* — нижний фланец; *11* — магнит; *12* — керн

теплопроводные (например, алюминиевая фольга), так и теплостойкие (например, полиимидные пленки, номекс) материалы.

В качестве магнитного материала все чаще используются высокоэффективные сплавы неодим-железо-бор. Для СЧ ГГ, устанавливаемых в АС для систем «домашнего кинотеатра», также как для НЧ ГГ, применяют экранированные магнитные цепи.

Необходимо отметить, что СЧ ГГ с мягкими диафрагмами, особенно при малых уровнях входного сигнала, обеспечивают неокрашенное, естественное по тембру звучание. Однако при больших уровнях в них может возникнуть потеря динамической устойчивости и соответственно слышимые искажения. В СЧ ГГ с жесткими купольными диафрагмами обеспечивается расширенный воспроизводимый диапазон частот до 10...12 кГц при практически поршневом характере колебаний, что дает возможность получать малые уровни переходных искажений и чистое, «звонкое» звучание. У таких СЧ ГГ подвесы часто изготавливаются отдельной деталью из других, «мягких» материалов (ткани с пропитками, поливинилхлориды, полиуретаны и т.п.), чтобы обеспечить хорошее воспроизведение спектральных составляющих полезного сигнала в области частот 400...800 Гц. Типичная конструкция современных конусного и купольного СЧ ГГ для высококачественных АС представлена на рис. 8.11,*а,б*.

Для расчета колебательных процессов в среднечастотных громкоговорителях могут использоваться только численные методы, такие, как МКЭ (метод конечных элементов) или МГЭ (метод граничных элемен-



тов), соответствующие программы для этого разработаны [34], пример — указанная выше программа FINECone$^{TM}$. Методами электромеханических аналогий в области средних частот пользоваться нельзя, так как длина звуковой волны становиться соизмеримой с размерами громкоговорителя и его уже нельзя заменять на систему с сосредоточенными параметрами.

**Высокочастотные громкоговорители** (ВЧ ГГ). Требования к ним за последние годы резко возросли в связи с увеличением спектральной плотности мощности в высокочастотной части спектра в современной электронной музыке, расширением частотного и динамического диапазона программ, воспроизводимых цифровой звуковоспроизводящей аппаратурой и др. Все это требует решения целого ряда конструктивных и технологических задач при проектировании ВЧ ГГ.

В современных АС высокочастотные ГГ используются, как правило, в диапазоне частот от 2...5 до 30...40 кГц. Обеспечить равноценное качественное воспроизведение звука в таком широком диапазоне при помощи одного ГГ чрезвычайно трудно. Поэтому большая часть выпускаемых в настоящее время ВЧ ГГ применяются в диапазоне от 2...5 до 16...18 кГц, а в некоторых АС устанавливаются дополнительные малогабаритные ВЧ ГГ (воспроизводящие частоты от 8...10 до 30...40 кГц). Типичные конструкции современных ВЧ ГГ для высококачественных АС представлены на рис. 8.12,*а,б*. Обычно в ВЧ ГГ используются купольные диафрагмы (диаметром 15...40 мм), так как в этой области частот у конусных диафрагм не удается избежать радиальных резонансных колебаний, значительно ухудшающих как объективные характеристики, так и звучание ГГ. Электрические мощности таких громкоговорителей достигают 8...15 Вт (без фильтрующе-корректирующих цепей) и 20...50 Вт в составе АС, чувствительность — не менее 90...93 дБ/Вт.

Диафрагмы высокочастотных громкоговорителей так же, как у СЧ ГГ, изготавливаются из тех же «мягких» или «жестких» материалов, соответственно горячим прессованием, штамповкой и электронно-вакуумным напылением. Для повышения теплоотвода от звуковой катушки в некоторых конструкциях купол и каркас изготавливаются как единая деталь из одного материала (например, титановой фольги). Наряду с купольными диафрагмами в ряде моделей ВЧ ГГ применяются плоские или У-образные кольцевые диафрагмы. Подвесы у ВЧ ГГ изготавливаются, как правило, из того же материала, что и диафрагма (хотя встречаются и комбинированные, как и у СЧ ГГ, конструкции), плоской или синусоидальной формы. В некоторых моделях ВЧ ГГ применяются более сложные конфигурации подвесов с тангенциальной гофрировкой, обеспечивающей снижение неравномерности АЧХ и хорошее качество звучания. Для предотвращения возникновения резонансных колебаний объема под диафрагмой, он, как правило, заполняется демпфирующим материалом.

Звуковые катушки ВЧ ГГ часто наматываются алюминиевым плоским проводом, позволяющим (за счет меньшего удельного веса по срав-

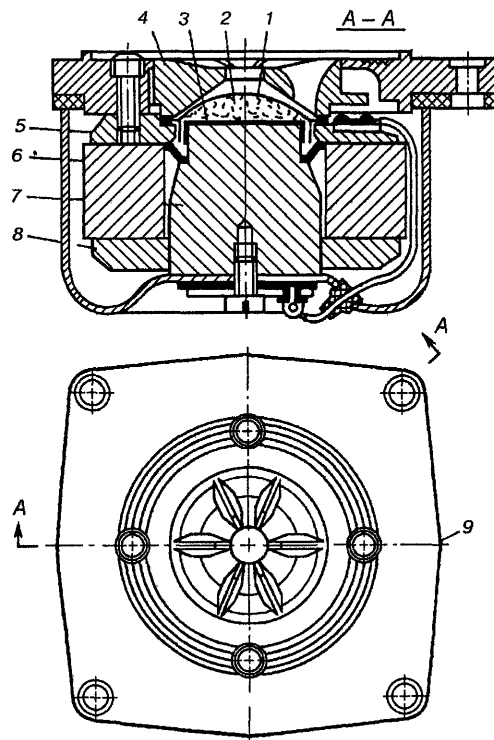



**Рис. 8.12.** Элементы конструкции высокочастотного громкоговорителя: *1* — диффузор; *2* — звукопоглощающий материал; *3* — медный колпачок; *4* — концентратор; *5* — верхний фланец; *6* — магнит; *7* — керн; *8* — нижний фланец; *9* — декоративная крышка

нению с медным) увеличить уровень звукового давления в области верхней граничной частоты на несколько децибел. Применение звуковых катушек с намоткой плоским проводом «на ребро», как уже говорилось выше, позволяет поместить ее внутри рабочего зазора магнитной цепи в зоне с наиболее равномерным и однородным магнитным полем, тем самым значительно снизить нелинейные искажения в ВЧ ГГ. Этот эффект усиливается применением в магнитных цепях ВЧ ГГ различных видов короткозамкнутых токопроводящих витков (колпачков, колец) Для увеличения тепловой прочности в ВЧ ГГ применяют, как и у СЧ ГГ, для каркаса звуковой катушки теплопроводные (алюминиевая фольга) или теплостойкие (полиимидные пленки, номекс) материалы, а зазор магнитной цепи заполняют магнитной жидкостью

Еще одной специфической особенностью ВЧ ГГ является использование «акустических линз» («эквилизаторов», «концентраторов»), устанавливаемых перед диафрагмой и обеспечивающих выравнивание (коррекцию) АЧХ и расширение характеристики направленности. Расчет



колебательных процессов в высокочастотных громкоговорителях (аналогично как и в среднечастотных) также проводится численными компьютерными методами с помощью специализированных пакетов программ [34].

Таким образом, значительные усилия, приложенные разработчиками ведущих фирм мира по улучшению конструктивных и технологических параметров, позволили получить модели низко-, средне- и высокочастотных громкоговорителей, обладающих малым уровнем нелинейных искажений, большим динамическим диапазоном, способностью выдерживать большие мощностные перегрузки и обеспечивать чистое звучание, что в значительной степени послужило основой для развития нового поколения мощных акустических систем как для профессионального использования (контрольные агрегаты, концертно-театральные АС и др.), так и для домашнего применения (АС категории HI-FI и др.).

## 8.2.3. Корпус акустической системы. Основные виды корпусов и их назначение

Корпус акустической системы выполняет многообразные функции. В области *низких частот* он блокирует эффект «короткого замыкания», возникающий за счет сложения излучаемого звука от передней и тыловой поверхности диафрагмы в противофазе, что приводит к подавлению низкочастотного излучения. Применение корпуса позволяет увеличить интенсивность излучения на низких частотах (рис. 8.13), а также увеличить механическое демпфирование громкоговорителей, что позволяет «сгладить» резонансы и уменьшить неравномерность амплитудно-частотной характеристики. Корпус оказывает существенное влияние не только в области низких, но и в области средних и высоких частот. Колебания стенок корпуса и дифракционные эффекты на краях вносят существенный вклад в увеличение линейных и нелинейных искажений и качество звучания акустических систем. Именно поэтому вопросам проектирования корпусов акустических систем (выбору конфигурации, материала стенок, вибродемпфирующих и виброизоляционных покрытий и т.д.) все фирмы-производители уделяют чрезвычайно большое внимание.

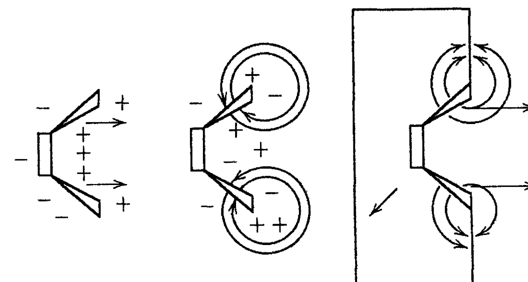


**Рис. 8.13.** Влияние корпуса на «эффект короткого замыкания»

Наиболее распространенными типами низкочастотных оформлений, используемыми в конструкциях современных корпусов АС, являются: бесконечный экран (infinitive baffle), закрытый корпус (closed box, acoustical suspensions, sealed box), корпус с фазоинвертором (vented-box, ported-box, bass-reflection и др.), лабиринт (labirinth), трансмиссионная линия (transmission-line), корпус с двойной камерой (bandpass systems), с пассивным радиатором (passive radiator, drone cone) и др.

**Бесконечный экран.** Строго говоря, этот тип оформления должен удовлетворять двум условиям: представлять бесконечно большую поверхность, в которой установлен громкоговоритель, и иметь большой задний объем. Максимальным приближением к такому оформлению является установка громкоговорителя в стене комнаты с достаточно большим объемом за ним. Частотная характеристика громкоговорителя в таком «истинно бесконечном экране» зависит от значения его резонансной частоты и спадает со скоростью 12 дБ/окт. Следует, правда, отметить, что отсутствие демпфирования при установке громкоговорителя в такой вид оформления приводит к эффекту «бубнения» на низких частотах (особенно слышимому у громкоговорителей больших размеров).

Использование конечных плоских экранов или «свернутых» экранов (т.е. открытых корпусов) в качестве оформлений, которые довольно широко применялись в начальный период развития производства выносных акустических систем, предполагает достаточно большие габаритные размеры экранов. Минимальный размер, при котором не будет короткого замыкания, определяется соотношением: $2L = \lambda/2$, где $L$ — расстояние от центра до края экрана, $\lambda$ — длина волны. Например, для частоты 100 Гц, где длина волны $\lambda = 3{,}4$ м, значение $L$ составляет 0,85 м. Если экран свернуть, т.е. перейти к открытому оформлению, то его размер можно уменьшить только процентов на тридцать, иначе получаются слишком длинные боковые стенки (типа трубы), в которых возникают как резонансные явления, так и дифракция на открытых краях, окрашивающие звук. Поэтому в выносных АС такие типы оформлений практически не используются, хотя встроенные в стены АС применяются достаточно часто (они обозначаются in-wall, in-ceiling infinitive baffle, wall-mount panel и т.д.) Однако термин «infinitive baffle» употребляется иногда для оформлений типа «закрытый ящик» достаточно больших размеров, в которых не происходит сдвига резонансной частоты громкоговорителя по сравнению с излучением в свободное пространство (при этом отношение гибкости подвеса ГГ к гибкости воздуха в корпусе должно быть меньше 3)

**Закрытый корпус.** В современных акустических системах применяют в основном закрытые корпуса компрессионного типа Принцип работы компрессионного оформления состоит в том, что в них используются громкоговорители с очень гибким подвесом и большой массой, т.е. низкой резонансной частотой В этом случае упругость воздуха в корпусе становится определяющим фактором, именно она начинает вносить основной вклад в возвращающую силу, приложенную к диафрагме



(при этом отношение гибкости подвеса к гибкости воздуха должно быть не меньше 3...4). Воздух — среда линейная (при относительно малых уровнях звукового давления), что позволяет, кроме возможности уменьшить объем корпуса, уменьшить также нелинейные искажения. Низкочастотные громкоговорители для таких систем должны проектироваться особым образом (иметь большую гибкость подвеса, большую массу диафрагмы, особую конструкцию звуковой катушки и магнитной цепи для обеспечения больших смещений и т.д.). При правильно подобранных электромеханических параметрах ГГ и корпуса в акустических системах такого типа можно получить максимально гладкую форму АЧХ на низких частотах и обеспечить чистое, сухое звучание басов. Именно поэтому многие ведущие фирмы при создании АС категории HI-FI применяют корпуса закрытого типа.

**Корпус с фазоинвертором** — корпус, в котором сделано отверстие, что позволяет использовать излучение тыльной поверхности диффузора. Максимальный эффект достигается в области частоты резонанса колебательной системы, образуемой массой воздуха в отверстии или трубе и гибкостью воздуха в корпусе.

Наличие небольшого отверстия не нарушает компрессионного принципа работы громкоговорителя в корпусе, но дает возможность значительно увеличить уровень звукового давления на частоте резонанса (сравнительная форма АЧХ в области низких частот показана на рис. 8.14), уменьшить уровень нелинейных искажений, значительно расширить возможности настройки параметров АС. Следует отметить, что наличие фазоинвертора требует значительно большего искусства при проектировании, так как неточная настройка приводит к появлению переходных искажений («затянутых басов»).

В современных моделях акустических систем используется достаточно много разновидностей фазоинверсных систем (рис. 8.15).

*Корпус, использующий специальную трубу*, нагруженную на отверстие (ducted port enclosures), позволяет уменьшить размеры корпуса и

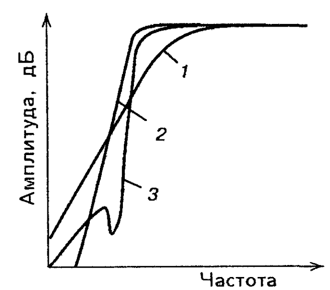



**Рис. 8.14.** Форма АЧХ в области низких частот: *1* — закрытого корпуса; *2* — корпуса с фазоинвертором; *3* — корпуса с пассивным излучателем

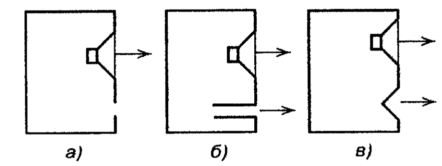



**Рис. 8.15.** Корпус АС с различными вариантами фазоинверторов. *а* — фазоинвертор, *б* — фазоинвертор с трубой; *в* — пассивный излучатель

при помощи регулировки размеров трубы улучшить настройку фазоинвертора (рис. 8.15,*б*).

*Корпус с пассивным излучателем.* В отверстие корпуса устанавливается пассивный (т.е. без магнитной цепи) громкоговоритель, колебания которого возбуждаются за счет колебаний объема воздуха, заключенного в корпус. Регулируя массу и гибкость такого громкоговорителя можно получать такой же эффект, как и при настройке фазоинвертора (рис. 8.15,*в*).

*Лабиринт* представляет собой вариант низкочастотного корпуса с фазоинвертором, в котором устанавливаются специальные перегородки, создающие своего рода лабиринт для потока воздуха. Когда длина лабиринта достигает 1/4 длины волны на частоте резонанса низкочастотного громкоговорителя, он действует аналогично соответствующим образом настроенному фазоинвертору. Применение лабиринта расширяет возможности для настройки на более низкие частоты. Лабиринт обычно имеет серию резонансных пиков на гармониках от основной резонансной частоты трубы. Они демпфируются размещением специальных звукопоглощающих материалов на стенках корпуса (рис. 8.16,*а*).

*Трансмиссионная линия* является разновидностью лабиринта. В современных конструкциях акустических систем используются ее многочисленные разновидности (1/4wave tr.1 — четвертьволновая трансмиссионная линия; 1-st order tr.1 — трансмиссионная линия первого порядка; tapered tr.1-TAL — трансмиссионная линия с переменным сечением; TATL — трапецоидальняя трансмиссионная линия и т.д.). Трансмиссионная линия отличается от лабиринта тем, что звукопоглощающим материалом забивается весь объем корпуса и поперечное сечение линии делается переменным — больше у конуса, меньше у отверстия (рис. 8.16,*б*). Звукопоглощающий материал подбирается таким образом, чтобы обеспечить демпфирование высокочастотных резонансов. Корпуса такого типа очень сложны для настройки, поэтому существуют их упрощенные варианты (типа tapered pipe), в которых используется просто труба переменного сечения с обратным соотношением площадей — больше у диффузора, меньше у отверстия, — заполненная объемным поглотителем.

*Фазоинверсное оформление с двойной камерой* (рис. 8 17,*а*) или с несколькими камерами (multi-chamber port). Применение двойных или нескольких камер позволяет обеспечить согласование нагрузки с низкочастотным громкоговорителем в значительно более широком диапазоне частот. На амплитудно-частотной характеристике такой системы отчетливо видны два резонансных пика — один соответствует настройке низкочастотного громкоговорителя на полный объем двух камер, другой — на одну камеру, если эти камеры равных объемов, то эти частоты разделены ровно на октаву

Обычно двойная камера имеет одно отделение в два раза больше другого Оформления с двойными камерами обеспечивают большее



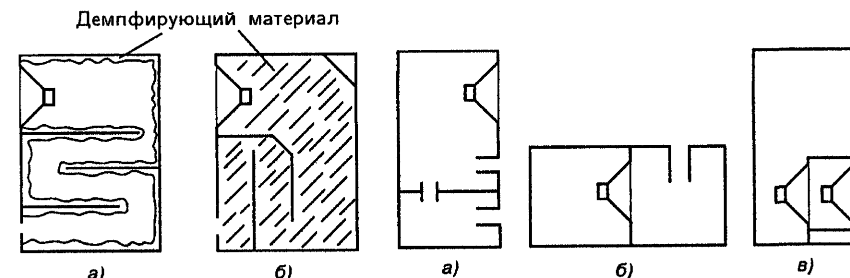



**Рис. 8.16.** Корпус АС типа лабиринта (*а*) и типа трансмиссионной линии (*б*)

**Рис. 8.17.** Корпус АС с двойной камерой (*а*), типа полосовой фильтр (*б*) и типа изобарик (*в*)

демпфирование колебаний громкоговорителей, что дает значительные преимущества при использовании их в мощных акустических системах, так как снижает вероятность перегрузки и выхода из строя низкочастотных громкоговорителей.

*Оформления типа полосовых фильтров* — это также разновидность фазоинверсных систем, в которых ГГ установлен внутри в закрытый корпус и излучает звук не прямо в окружающую среду, а через корпус с фазоинверсным отверстием (рис. 8.17,*б*). Применение таких систем позволяет регулировать спад АЧХ не только в сторону низких частот, но и в сторону высоких частот (т.е. действует подобно полосовому фильтру). Подбирая размеры и тип камеры (закрытый, с фазоинвертором, «двойным фазоинвертором» и др.) можно менять крутизну спада АЧХ. Например, полосовое оформление 4-го порядка содержит переднюю камеру с фазоинвертором, заднюю — закрытую, скорость спада при этом в сторону высоких частот 24 дБ/окт., т.е. соответствует фильтру 4-го порядка; полосовое оформление 6-го порядка имеет обе камеры с фазоинвертором, при этом спад — 36 дБ/окт.

Если в корпусе установлены два одинаковых ГГ на один фазоинвертор, то это называется «низкочастотное оформление с симметричной нагрузкой» (если громкоговорители включены в противофазе, то такое соединение называется push-pull). Такого типа оформления часто используются в настоящее время в низкочастотных блоках (subwoofer), которые широко применяются в аппаратуре для пространственных систем звуковоспроизведения типа «Домашнего театра» и др. В этих же блоках используются двойные оформления (типа Isobarik), когда два низкочастотных громкоговорителя нагружены на закрытую дополнительную камеру — один работает на внутренний объем (закрытый или с фазоинвертором), другой излучает во внешнюю среду, — это позволяет снизить частоту среза, уменьшить уровень гармоник, особенно четных, и уменьшить общий объем системы (рис 8.17,*в*).

Методы расчета основных видов низкочастотных оформлений (корпусов) АС достаточно подробно разработаны на основе теории Small-

Thiele и практически полностью переведены на компьютерные способы [35, 37]. Основные принципы и примеры будут рассмотрены в разд. 8.2.5.

Программы для расчета различных конфигураций низкочастотных оформлений, например программу AKABAK, можно найти в Интернете по следующим адресам (имеется много других адресов, которые можно найти по поисковым системам, например Google.com):

http://users.rcn.com/rhcamp/akinfo.htm;
http://members.chello.se/jpo/softwares.html;
http://members/xoom.com/XSSpl/XSSpl/Audio/VentCal.

В области средних и высоких частот существенное влияние на форму амплитудно-частотной характеристики и качество звучания акустических систем оказывает внешняя конфигурация корпуса, что вызвано влиянием *дифракционных эффектов*. В последние годы, когда параметры высококачественных акустических систем значительно улучшились, вклад дифракционных эффектов в общий уровень искажений стал особенно заметен, поэтому анализу их влияния на выходные характеристики АС посвящены многочисленные исследования [34]. Результаты расчетов и эксперименты показали, что использование корпусов со сглаженными углами, обтекаемой формы, с несимметричным расположением ГГ и других значительно уменьшает неравномерность АЧХ и снижает фазовые искажения. Однако в связи с тем, что технология изготовления таких корпусов значительно сложнее и дороже, подавляющее большинство АС выпускается в корпусах прямоугольной формы, при этом применяются специальные меры для уменьшения дифракционных эффектов на углах передней панели, в том числе размещение звукопоглощающих материалов («акустическое одеяло»), оптимизация соотношения размеров передней панели и глубины корпуса, подбор несимметричного расположения громкоговорителей и др.

Стремление сдвинуть дифракционные пики-провалы на АЧХ в более высокочастотную область и тем самым снизить их влияние, заставляют использовать максимально узкие передние панели (насколько позволяют размеры низкочастотного громкоговорителя). Современная техника цифровых измерений дает возможность количественно оценить вклад дифракционных эффектов в общий уровень неравномерности АЧХ (он может достигать 4 дБ) и рассчитать искажения ГВЗ (до 0,5 мс) Полученные значения оказались достаточно большими, что заметно сказывается на качестве звучания, поэтому сложные внешние конфигурации многих современных АС обусловлены не только эстетическими соображениями, но и стремлением уменьшить дифракционные эффекты.

Корпус акустической системы в области средних и высоких частот вносит также значительные искажения в воспроизводимый сигнал *из-за колебаний стенок корпуса* и заключенного в них объема воздуха. Это приводит к изменению формы АЧХ· снижению уровня звукового давления на низких частотах и увеличению неравномерности на средних



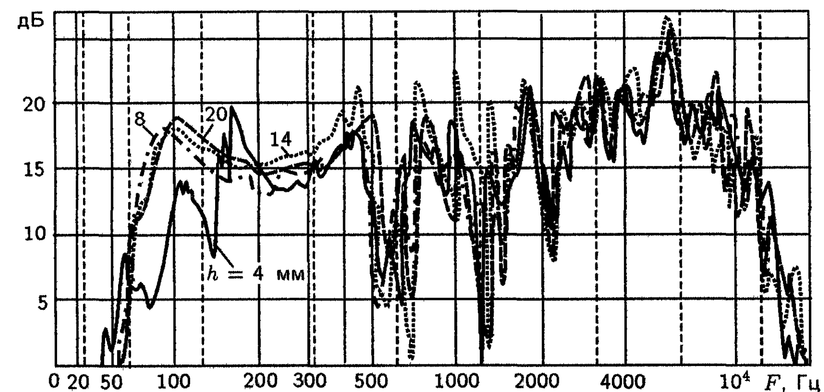



**Рис. 8.18.** Форма АЧХ при разной толщине стенок

(рис. 8.18); возрастанию нелинейных искажений и увеличению переходных процессов, что ухудшает качество звучания АС, внося так называемые «ящичные» (boxes) призвуки.

Анализ механизмов возникновения звукоизлучения из-за вибраций стенок корпуса показывает, что существует два пути передачи колебаний от громкоговорителя к стенкам корпуса:

- возбуждение колебаний внутреннего объема воздуха в корпусе от тыльной поверхности диафрагмы и передача через него колебаний на стенки корпуса;
- прямая передача вибраций от диффузородержателя на переднюю стенку, а от нее на боковые и на заднюю.

В области частот примерно до 600 Гц существенный вклад вносят оба механизма передачи, на более высоких частотах в основном играет роль второй механизм. Для уменьшения влияния этих явлений используют различные конструктивные меры, а также различные способы звуко- и виброизоляции и звукопоглощения. Для уменьшения передачи колебаний за счет внутреннего объема корпуса и демпфирования внутренних резонансов применяют различные методы звукопоглощения: обычно корпус заполняется полностью или частично тонковолокнистыми упругопористыми материалами (синтетические волокна, минеральная вата и др.). За последние годы создано новое поколение звукопоглощающих материалов, обеспечивающих эффективное демпфирование резонансных колебаний внутреннего объема в заданной области частот. В некоторых моделях АС используются перфорированные и сотовые панели поглотителей

Для уменьшения общего уровня звукоизлучения от стенок, т.е. для повышения их звукоизоляции, применяют различные меры для повышения их жесткости и массы, включающие в себя:

- использование для стенок тяжелых и жестких материалов, в том числе кирпича, мрамора, пенобетона и др. Эффект звукоизоля-

ции получается очень хороший (до 30 дБ и более), соответственно улучшается качество звучания акустических систем Но такие корпуса оказываются слишком тяжелыми и дорогими для широкого применения, что затрудняет их изготовление и эксплуатацию По-этому обычно используется в качестве материалов для корпусов многослойная фанера, древесностружечная плита (ДСП), древесноволокнистая плита (ДВП) и др (толщина фанеры для боковых стенок выбирается в пределах 18 20 мм, для лицевых — 20 40 мм),

- применение многослойных материалов из слоев различной жесткости и плотности, что позволяет существенно уменьшить колебания стенок,
- использование специальных вибропоглощающих покрытий стенок корпуса В зависимости от диапазона резонансных частот стенок выбираются «жесткие», «мягкие» или армированные покрытия,
- применение конструктивных мер ребер жесткости, стяжек, распорок между стенками, разделение корпуса на отдельные отсеки и т д ,
- применение упругих амортизаторов при креплении диффузородержателя к передней стенке корпуса, локальных виброизоляторов для крепления винтов, амортизирующих прокладок для крепления передней панели к боковым и т д

В современных высококачественных акустических системах корпус представляет собой чрезвычайно сложную и дорогостоящую конструкцию (рис 8 19) В качестве критерия эффективности принятых мер по звукоизоляции корпуса принято считать разницу между уровнем звукового давления излучаемого стенками корпуса и уровнем звукового давления от акустической системы в целом, она должна составлять не менее 20 дБ

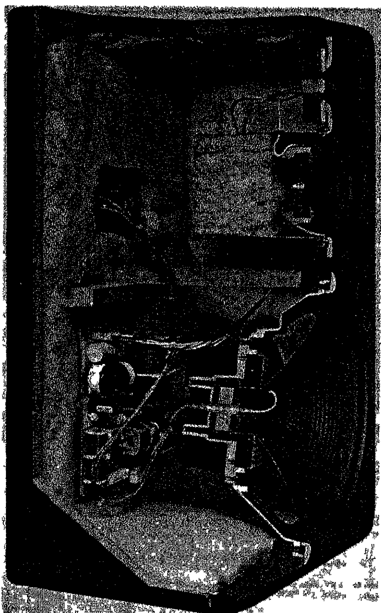


**Рис. 8 19.** Внутренняя конструкция корпуса АС

Кроме объективных измерений, при проектировании проводится прослушивание АС в корпусах различной конструкции результаты которых подтверждают большое влияние корпуса на объективные и субъективные характеристики акустических систем Расчет звукового поля внутри корпуса и его вклада в общую картину излучения АС с учетом колебаний стенок корпуса выполняется в настоящее численными методами с использованием специальных компьютерных программ [34]



### 8.2.4. Фильтрующе-корректирующие цепи

Как уже отмечено выше, все современные высококачественные акустические системы являются многополосными, поэтому приходится практически во всех из них использовать электрические разделительные фильтры, основная задача которых — ослабление электрического сигнала за пределами рабочей полосы частот громкоговорителей Развитие техники конструирования и особенно возможности компьютерного моделирования изменили требования к проектированию фильтров и выдвинули новые задачи коррекции электроакустических характеристик акустических систем [14], такие, как симметризация характеристик направленности, обеспечение заданной неравномерности АЧХ, снижение уровня фазовых искажений и т д

Начальным этапом в проектировании фильтров является выбор частот раздела между громкоговорителями (значения этих частот довольно часто указываются в каталогах, так как они являются достаточно информативным параметром в оценке качества акустических систем) При выборе частот раздела обычно используются следующие соображения

- обеспечение возможно более равномерных характеристик направленности, т е отсутствия «скачков» ширины диаграммы направленности при переходе от низко- к среднечастотному и от средне- к высокочастотному громкоговорителю, поскольку в той области частот, где они работают вместе, при отсутствии фильтра диаграмма направленности резко сужается за счет расширения площади излучения По этой же причине — сохранения плавного изменения ширины характеристики направленности — громкоговорители стараются размещать как можно ближе друг к другу и располагать их друг над другом в вертикальной плоскости,
- обеспечение работы громкоговорителя в основном в области поршневых колебаний диафрагмы и значительного ослабления уровня амплитудно-частотной характеристики за ее пределами (с целью снижения уровня пиков и провалов на АЧХ до порогов слышимости, т е примерно на 20 дБ ниже уровня среднего звукового давления АС),
- ограничение амплитуды смещения подвижных систем средне- и высокочастотных громкоговорителей в низкочастотной части излучаемого ими спектра до значений, определяемых их механической и тепловой прочностью что повышает надежность их работы,
- повышение уровня звукового давления, так как сдвиг частоты среза в область высоких частот позволяет увеличить уровень подаваемого напряжения на высокочастотный громкоговоритель что соответственно увеличивает уровень звукового давления в высокочастотной части АЧХ
- снижение уровня нелинейных искажений возникающих в многополосных АС за счет модуляции высокочастотных составляющих низкочастотными компонентами сигнала

Как правило, частоты среза в современных трехполосных акустических системах находятся в пределах от 500 до 1000 Гц и от 2 до 5 кГц.

В подавляющем большинстве акустических систем для домашнего применения используются «пассивные» фильтры (т.е. фильтры, включенные между усилителем и громкоговорителем). В «активных» акустических системах со встроенными многополосными усилителями применяются активные фильтры, включенные до усилителя и называемые кроссоверами. По сравнению с пассивными, активные фильтры имеют ряд преимуществ: меньшие габариты, лучшую перестраиваемость частот раздела, большую стабильность характеристик и т.д. Однако пассивные фильтры обеспечивают больший динамический диапазон, меньший уровень шумов и нелинейных искажений. К числу их недостатков можно отнести температурную нестабильность, что приводит к изменению формы АЧХ при повышении уровня подводимого сигнала (так называемая «компрессия мощности»), а также необходимость тщательного выбора высокоточных элементов (резисторов, конденсаторов и т.д.), к разбросу параметров которых характеристики фильтров могут быть очень чувствительны. В последние годы ряд зарубежных фирм начали применять в акустических системах цифровые фильтры, обеспечивающие в реальном времени функции фильтрации, коррекции и адаптации к реальным условиям прослушивания.

Из пассивных фильтров чаще всего используются в настоящее время в АС категории HI-FI фильтры «всепропускающего типа» (all-pass band), которые удовлетворяют одновременно нескольким требованиям: обеспечивают плоскую АЧХ по напряжению, симметричную характеристику направленности, низкую чувствительность к изменению элементов; используются также «минимально фазовые фильтры» и др.

Методика расчета фильтрующе-корректирующих цепей для многополосных акустических систем приведена в [14, 37]. Программы для расчета фильтров различных порядков можно найти в Интернет, например, по адресам:

http://dev.azz.ru/cec/;

http://w1.415.telia.com/~u41500035/filer html;

http://www.pvconsultants.com/audio/frdgroup.htm.

Основные параметры фильтра: крутизна спада (порядок фильтра), резонансная частота, добротность на резонансе. В зависимости от математической структуры их передаточной функции (которая обычно описывается в виде отношения полиномов) фильтры называются Баттерворта (Butterworth) (добротность $Q = 0{,}707$), Линквица–Риле (Linkwhz-Riley) ($Q = 0{,}49$), Бесселя (Bessel) ($Q = 0{,}58$) и др. В современных АС чаще всего применяются фильтры второго, третьего и четвертого порядков, обеспечивающие крутизну спада в полосах среза 12, 18 и 24 дБ/октаву. Иногда применяются фильтры более высоких порядков для ВЧ ГГ и более низких для НЧ ГГ.

Типичные примеры структур фильтров разных порядков показаны на рис. 8.20 Нередко в фильтры добавляются режекторные звенья для



**Рис. 8.20.** Структура фильтров разных порядков в АС: *а* — 2-й порядок; *б* — 3-й порядок; *в* — 4-й порядок

**Рис. 8.21.** Пример полной схемы фильтрующе-корректирующих цепей в трехполосной АС

подавления отдельных резонансов на АЧХ, а также дополнительные корректирующие элементы (аттенюаторы) для выравнивания или заданного изменения уровня звукового давления высокочастотных, среднечастотных и низкочастотных громкоговорителей. Пример полной схемы фильтра для трехполосной АС показан на рис. 8.21. В современных акустических системах категории HI-FI ведущие фирмы используют оптимизацию схем фильтров посредством компьютерного моделирования, что позволяет добиться существенного снижения уровня фазовых искажений, симметризации характеристик направленности и уменьшения неравномерности суммарной АЧХ Качество элементов для фильтров (конденсаторов, катушек индуктивности, соединительных проводов, резисторов и др.) также оказывает очень большое влияние на качество звучания акустических систем, поэтому их выбору уделяется очень большое внимание.

Кроме фильтров, в современных акустических системах достаточно часто используются электронные устройства для защиты громкоговорителей от тепловых и механических перегрузок. Защита как от длительных, так и от кратковременных (пиковых) перегрузок осуществляется с применением различных вариантов пороговых схем, пороги срабатывания которых должны быть меньше, чем тепловые постоянные головок

громкоговорителей ($T = 10...20$ мс). Кроме того, во многих бытовых системах используются различные варианты индикации перегрузок.

### 8.2.5. Низкочастотные модели. Эквивалентные схемы. Примеры расчета

В области низких частот, где размеры громкоговорителей и акустических систем существенно меньше длины звуковой волны в воздухе (например, для частоты $f = 50$ Гц длина волны $\lambda = c/f = 340/50 = 6{,}8$ м) для анализа процессов преобразования сигнала в ГГ и АС используются методы электромеханических аналогий [1, 14, 35, 36]. Несмотря на то что идея этих методов была предложена в 30-е годы, теория их постоянно совершенствуется, разрабатываются прикладные приложения для расчета и проектирования различных электроакустических преобразователей (громкоговорителей, микрофонов, телефонов и т.д.) и акустических систем (теория Small–Thiele). На их базе созданы различные компьютерные программы, широко применяемые фирмами в практике проектирования акустической аппаратуры (например, программа АкАбак и др.). В основе электромеханических аналогий лежит сходство уравнений колебаний механических систем и электрических цепей, позволяющее установить соответствие между элементами электрической цепи и параметрами механической системы, если она может быть представлена системой с сосредоточенными параметрами, т.е. с конечным числом степеней свободы [35]. Поскольку электродинамический громкоговоритель представляет собой электро-механо-акустический преобразователь, можно считать, что в области низких частот он содержит три типа сосредоточенных элементов: акустические, механические, электрические. Поэтому для анализа его работы могут использоваться эквивалентные акустические, механические или электрические схемы, представляющие во всех случаях электрические цепи, элементы которых соответствуют определенному типу элементов ГГ (они могут при помощи соответствующих коэффициентов переводиться друг в друга) [14]. Принципы построения эквивалентных схем громкоговорителей в различных видах низкочастотных оформлений детально рассмотрены в [14, 37], поэтому приведем только некоторые основные соотношения для ГГ и АС, полученные на основе разработанных за последние годы методов анализа и синтеза параметров акустических систем в области низких частот (теория Small–Thiele).

Теоретической основой такого подхода явилось проведение аналогий между характеристиками эквивалентных схем, описывающих работу АС в области низких частот и характеристиками соответствующих электрических фильтров, что позволило применить хорошо разработанные методы анализа и оптимального синтеза фильтров к оптимизации параметров всех элементов АС, в том числе и громкоговорителей. Это направление в проектировании АС и ГГ с использованием компьютерных программ интенсивно развивается в настоящее время.



Для анализа электрических схем обычно используется понятие *передаточной функции*. Последняя может быть определена как отношение комплексного выходного сигнала, т.е. звукового давления $p_{\text{вых}}(s)$ к комплексному входному сигналу, т.е. напряжению $U_{\text{вх}}(s)$: $H(s) = p_{\text{вых}}(s)/U_{\text{вх}}(s)$ ($S$ — комплексная частота).

Как известно, из теории цепей передаточная функция любой линейной системы может быть аппроксимирована дробно-рациональной функцией типа $H(s) = W(S)/G(s)$ ($W(S)$, $G(s)$ — полиномы степени $m$ и $n$, $m > n$).

Анализ эквивалентных акустических схем показывает, что, например, для закрытых АС передаточная функция может быть аппроксимирована в виде отношения полиномов второго порядка:

$$H(s) = A_1 s^2/(a_2 s^2 + a_1 s + a_0),$$

где $A_1$, $a_2$, $a_1$, $a_0$ — коэффициенты, зависящие от электромеханических параметров ГГ и корпуса. Вид этой функции аналогичен передаточной функции фильтра верхних частот полиномиального типа второго порядка (со спадом 12 дБ/окт в сторону низких частот). Для АС фазоинверсного типа функция $H(s)$ имеет более сложный вид [14] и соответствует передаточным функциям фильтров четвертого порядка.

Из значения передаточной функции можно определить АЧХ, ФЧХ, ГВЗ акустической системы:

$$\text{АЧХ: } 20\lg[H(s)] = 20\lg\{\mathrm{Re}^2[H(s)] + \mathrm{Im}^2[H(s)]\};$$

$$\text{ФЧХ: } \arg[H(s)] = \mathrm{arctg}\{\mathrm{Im}[H(s)]/\mathrm{Re}[H(s)]\};$$

$$\text{ГВЗ: } -d\{\arg[H(s)]\}/d\omega,$$

где $\mathrm{Re}[H(s)]$; $\mathrm{Im}[H(s)]$ — реальная и мнимая части передаточной функции $H(s)$.

Задавая определенные требования к выходным характеристикам АС, можно с помощью анализа эквивалентных схем синтезировать требования к параметрам ГГ и наоборот, выбрав ГГ с определенными электромеханическими параметрами можно рассчитать выходные характеристики акустической системы.

**Расчет параметров АС с закрытым низкочастотным оформлением.**

*Эквивалентные схемы* ГГ в закрытой акустической системе имеют следующий вид:

- эквивалентная *акустическая* схема ГГ в закрытом корпусе показана на рис. 8.22,*а*. В данной схеме напряжения соответствуют звуковым давлениям, а токи — объемным скоростям. Расчет токов и напряжений обычными методами теории цепей позволяет определить основные характеристики акустической системы — АЧХ, ФЧХ, КПД и др., а отсюда и требуемые параметры ГГ и корпуса.

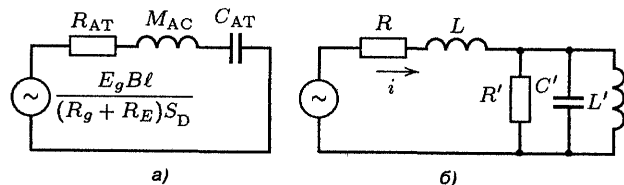



**Рис. 8.22.** Эквивалентные схемы АС в закрытом оформлении: *а* — акустическая; *б* — электрическая

- эквивалентная *электрическая* схема для закрытого корпуса показана на рис. 8.22,*б*. Параметры электрической и акустической эквивалентной схемы связаны между собой следующими соотношениями:

$$C' = \frac{M_{AC}S_D^2}{B^2\ell^2}; \quad L' = \frac{C_{AT}B^2\ell^2}{S_D^2}; \quad R' = \frac{B^2\ell^2}{(R_{AB}+R_{AS})S_D^2},$$

  где $B$ — индукция в зазоре магнитной цепи; $\ell$ — длина проводника звуковой катушки, $R_{AS}$ — активное сопротивление потерь в подвижной системе; $R_{AB}$ — активное сопротивление потерь в корпусе, $S_D$ — эффективная площадь диффузора; $C_{AT}$ — акустическая гибкость громкоговорителя помещенного в закрытый корпус (зависит от гибкости подвеса ГГ и гибкости воздуха в корпусе); $M_{AC}$ — масса подвижной системы ГГ с учетом внесенной массы воздуха; $R_{AT}$ — полное сопротивление потерь громкоговорителя в корпусе, $R_{AT} = R_{AB} + R_{AS} + B^2\ell^2/(R_E S_D^2)$; $L_0$ и $R_0$ — индуктивность и активное сопротивление катушки.
- эквивалентная *механическая* схема используется в практике проектирования редко, вид ее и коэффициенты пересчета приведены в [14].

**Полное электрическое сопротивление громкоговорителя в закрытом корпусе.** Как следует из анализа эквивалентной электрической схемы (рис. 8.22,*б*) полное электрическое сопротивление (импеданс) ГГ в закрытом корпусе может быть записано в следующем виде (аналогичный вид имеет полное электрическое сопротивление громкоговорителя без оформления, только значения параметров внесенного сопротивления будут другими):

$$Z(\omega) = R_0 + j\omega L_0 + \frac{1}{1/R_0 + j\omega C' + 1/j\omega L'}. \tag{8.1}$$

Вид зависимости от частоты модуля и фазы $Z(\omega)$ показан на рис. 8.23 Как следует из (8.1), характер зависимости полного электрического сопротивления от частоты может быть определен следующим образом:

- в области частот ниже резонансной частоты $\omega < \omega_{рез}$ сопротивление имеет вид $Z \sim (R_0 + j\omega L_0 + j\omega L')$, т е сопротивление носит в основном индуктивный характер, а поскольку величина $L'$ связана с



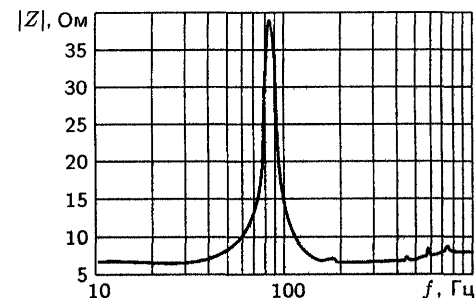



**Рис. 8.23.** Пример записи модуля импеданса

  механической упругостью АС: $L' = B^2L^2C_{MS}$, то в области низких частот система управляется в основном упругостью;
- на частоте резонанса $\omega_{рез} = 1/\sqrt{L'C'}$ модуль равен $|Z| \sim R_E + R'$, а фаза равна нулю (рис. 8.23), т.е. сопротивление носит чисто активный характер;
- на частоте второго (электромеханического) резонанса, где $\omega_{эм} = 1/\sqrt{L_0C'}$ (резонанс последовательного контура с элементами $L_0$, $C'$), модуль достигает своего минимального значения $|Z| \sim R_E + \Delta$, где $\Delta \sim 0{,}1R_E$ (именно по этому значению он и нормируется, так как в соответствии с ГОСТ 16122-88 модуль импеданса на этой частоте не должен быть меньше номинального значения больше чем на 20 %), а фаза становится равной нулю. Например, если в технической документации задано номинальное значение 8 Ом, то значение модуля импеданса на частоте электромеханического резонанса не должно быть ниже 6,3 Ом;
- на высоких частотах ($\omega > \omega_{эм}$) полное электрическое сопротивление носит чисто индуктивный характер и определяется индуктивностью $L_0$ звуковой катушки громкоговорителя.

Расчет параметров АС с закрытым оформлением может происходить в двух направлениях:

- под выбранный низкочастотный громкоговоритель с заданными электромеханическими параметрами;
- под заданные требования к выходным характеристикам акустической системы.

В первом случае выбирается низкочастотный громковоритель с заданными электромеханическими параметрами Small-Thiele: $f_s$ — частота основного резонанса головки громкоговорителя без оформления, $R_e$ — активное сопротивление ее звуковой катушки; $Q_{ts}$, $Q_{ms}$, $Q_{es}$ — полная, механическая и электрическая добротности, $V_{as}$ — эквивалентный объем, $X_d$ — максимальное смещение звуковой катушки; $P_E$ — электрическая мощность и др , обычно они задаются в каталогах и технической документации Если они не указаны в документации, то их можно измерить по методике, изложенной в [38] По этим параметрам можно рассчитать требуемый объем акустической системы $V_{as}$, резо-

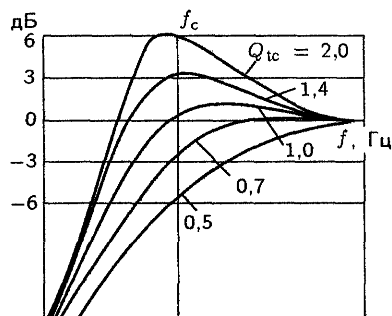



**Рис. 8.24.** Вид АЧХ акустических систем в области низких частот для разных значений добротности

нансную частоту громкоговорителя в корпусе $f_c$, частоту среза $f_3$, добротность акустической системы $Q_{tc}$, что дает возможность определить форму амплитудно-частотной характеристики акустической системы в области низких частот.

Подробная методика расчета изложена в [14]. Приведем здесь упрощенный вариант методики расчета.

1. Выберем низкочастотный громкоговоритель диаметром 25 см со следующими параметрами: резонансная частота без оформления $f_s$ = 30 Гц, общая добротность $Q_{ts}$ = 0,4, эквивалентный обьем $V_{as}$ = 283 дм$^3$.

2. Подберем предварительно форму АЧХ, которую было бы желательно получить от акустической системы: если посмотреть на эквивалентную схему закрытой акустической системы, то можно видеть, что это фильтр второго порядка, частотная характеристика которого имеет спад в область низких частот 12 дБ/окт. Для фильтра второго порядка можно рассчитать семейства АЧХ для разных значений добротности $Q_{tc}$ и частоты резонанса $f_c$. Вид этих кривых показан на рис. 8.24. Из них видно, что если выбрать общую добротность акустической системы $Q_{tc}$ = 0,7, то она будет иметь гладкую форму АЧХ на низких частотах (что обеспечит мягкое и чистое звучание низких частот), если выбрать $Q_{tc}$ = 1,2, то на АЧХ будет пик в области резонансной частоты, звучание низких частот будет более ярким (поэтому такая форма АЧХ обычно используется в АС для эстрадной музыки), но уровень переходных процессов будет выше (басы будут более «затянуты»).

Допустим, что в данном примере выбрана $Q_{tc}$ = 1,2, тогда по формуле

$$Q_{tc}/Q_{ts} = f_c/f_s$$

может быть определена резонансная частота громкоговорителя в закрытом корпусе: $Q_{tc}/Q_{ts}$ = 1,2/0,4 = 3, отсюда $f_c/f_s$ = 3 и $f_c$ = 90 Гц.

Для определения частоты среза можно использовать данные табл. 8.1, для чего подставляем $Q_{tc}$ = 1,2, находим отношение $f_3/f_c$ = = 0,74, отсюда частота среза $f_3$ = 67 Гц. (Для расчета частоты среза

Таблица 8.1

Коэффициенты для расчета частоты среза $f_3$

| Величина добротности АС $Q_{tc}$ | 0,5 | 0,6 | 0,7 | 0,8 | 0,9 | 1,0 | 1,1 | 1,2 | 1,3 | 1,4 | 1,5 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Коэффициент для расчета частоты среза $K$ | 1,55 | 1,22 | 1,00 | 0,90 | 0,83 | 0,79 | 0,76 | 0,74 | 0,72 | 0,71 | 0,70 |



$f_3$ выбирается добротность АС $Q_{tc}$ из рис. 8.25, по табл. 8.1 находится коэффициент $K$ и умножается на частоту резонанса $f_c$. Например, частота резонанса 100 Гц, добротность $Q_{tc}$ = 1,1, тогда $K$ = 0,76, отсюда частота среза $f_3$ = = 0,76 · 100 = 76 Гц.)

Если необходимо получить более широкий диапазон в области низких частот, то следует выбрать $Q_{tc}$ = 0,7, что даст из расчета по вышеуказанной формуле более низкое значение частоты резонанса в корпусе $f_c$ = 53 Гц и более гладкую форму АЧХ.

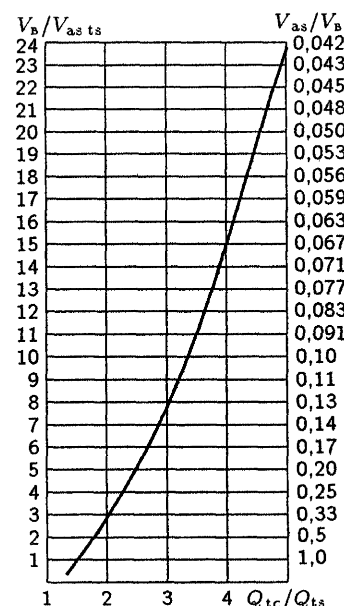



**Рис. 8.25.** График для определения объема $V_в$

3. Определим требуемый объем акустической системы $V_в$, пользуясь графиком рис. 8.25. Например, при $Q_{tc}/Q_{ts}$ = = 1,2/0,4 = 3 отношение объемов по графику получается равным $V_{as}/V_в$ = 8, отсюда $V_в = V_{as}/8$ = 283 дм$^3$/8 = 35,4 дм$^3$ (35,4 л). Если выбрать $Q_{tc}$ = 0,7, то требуемый объем системы будет значительно больше — $V_в$ = 141,5 дм$^3$.

Таким образом, подбирая разные варианты желаемой формы АЧХ, можно рассчитать требуемые для этого параметры АС, в данном примере они равны: объем АС $V_в$ = 35,4 дм$^3$, резонансная частота АС $f_c$ = 90 Гц, частота среза на уровне 3 дБ $f_3$ = 67 Гц.

Следует иметь в виду только, что слишком большой объем ящика дает слабое ненасыщенное звучание низких частот (слабый бас), наоборот, слишком малый объем приводит к уменьшению частотного диапазона и появлению «бубнящего баса». Следует также отметить, что объем системы зависит от гибкости громкоговорителя (т.е. эквивалентного объема $V_{as}$), для акустических систем компрессионого типа рекомендуемое соотношение должно быть $V_{as}/V_в > 3$.

Во втором случае расчет параметров АС может быть выполнен и в обратном порядке — под заданные требования к параметрам АС: задаются требуемые параметры акустической системы: форма АЧХ (а следовательно, из рис. 8.25 определяется добротность $Q_{tc}$), частота среза $f_3$ и максимально допустимый обьем корпуса (или мах SPL) и по ним рассчитываются требуемые характеристики ГГ Подробно такая методика расчета изложена в [14, 37] и в Интернете, например, по адресу http://users.rcn.com/rhcamp/akinfo.htm.

**Расчет параметров АС для низкочастотного оформления фазоинверсного типа.** Эквивалентные акустическая и электрическая схемы для низкочастотного оформления с фазоинвертором показаны на

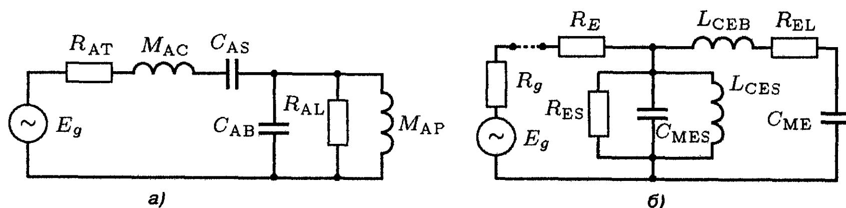



**Рис. 8.26.** Эквивалентные схемы для АС с фазоинвертором: *а* — акустическая; *б* — электрическая

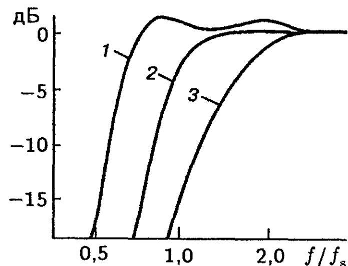



**Рис. 8.27.** Форма АЧХ для АС с фазоинвертором: *1* — аппроксимация по Чебышеву; *2* — по Баттерворту,; *3* — квазитретьего порядка

рис. 8.26,*а*,*б*. Обозначения акустических элементов следующие: $R_{\mathrm{AT}}$ — полное сопротивление потерь ГГ в корпусе; $M_{\mathrm{AC}}$ — масса подвижной системы ГГ; $C_{\mathrm{AS}}$ — гибкость подвеса ГГ; $C_{\mathrm{AB}}$ — гибкость воздуха в корпусе; $R_{\mathrm{AL}}$ — сопротивление потерь в ФИ; $M_{\mathrm{AP}}$ — масса воздуха в ФИ; пересчет в электрические параметры происходит аналогично пересчету для закрытоого корпуса [14, 37].

Как следует из анализа электрической эквивалентной схемы (которая представляет собой схему двух связанных контуров), форма АЧХ акустической системы с фазоинвертором соответствует фильтру четвертого порядка со спадом в области низких частот 24 дБ/октаву. Форма АЧХ таких фильтров для разных значений параметров показана на рис. 8.27. (В зависимости от того, полиномами какого типа могут быть аппроксимированы передаточные функции таких фильтров, они называются фильтрами Баттерворта, Чебышева и др.)

Расчет и настройка АС с оформлениями такого типа происходят значительно сложнее, поскольку должно быть обеспечено согласование параметров громкоговорителя, корпуса и фазоинвертора.

Рассмотрим упрощенный вариант расчета параметров АС под выбранный громкоговоритель с заданными параметрами $f_{\mathrm{s}}$, $Q_{\mathrm{ts}}$, $V_{\mathrm{as}}$ Возьмем, например, громкоговоритель диаметром 165 см с параметрами $f_{\mathrm{s}} = 50$ Гц, $Q_{\mathrm{ts}} = 0{,}4$, $V_{\mathrm{as}} = 42{,}5$ дм$^3$

Найдем из графика (рис 8.28) значение объема корпуса АС $V_{\text{в}}$, в данном случае для $Q_{\mathrm{ts}} = 0{,}4$ оно равно $V_{\text{в}}/V_{\mathrm{as}} = 1{,}1$ и $V_{\text{в}} = 46{,}7$ дм$^3$ Определим частоту резонансной настройки фазоинвертора Частота настройки ФИ определяется, как следует из эквивалентной схемы (рис 8 26), по формуле $f_{\text{в}} = 1/(2\pi\sqrt{C_{\mathrm{AB}}M_{\mathrm{AP}}})$ и зависит от массы воздуха в отверстии (и трубе) фазоинвертора $M_{\mathrm{AP}}$ и гибкости воздуха в корпусе $C_{\mathrm{AB}}$ Находим частоту настройки фазоинвертора в данном примере, пользуясь графиком рис 8 29 В этом случае при $Q_{\mathrm{ts}} = 0{,}4$, из графика получается $f_{\text{в}}/f_{\mathrm{s}} = 0{,}96$, отсюда $f_{\text{в}} = 48$ Гц



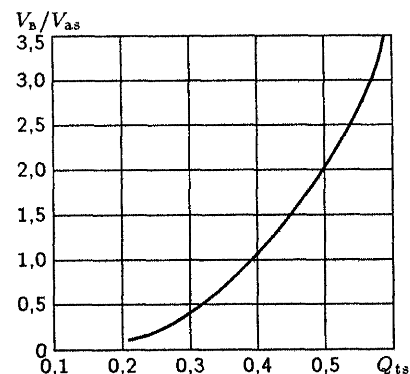



**Рис. 8.28.** График для определения объема $V_{\text{в}}$ для системы с фазоинвертором

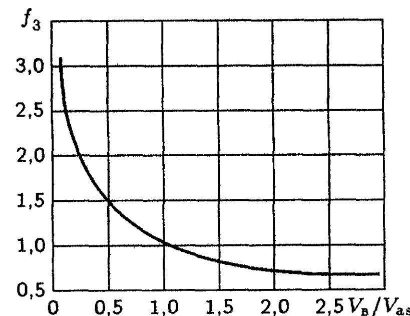



**Рис. 8.30.** График для определения $f_3$

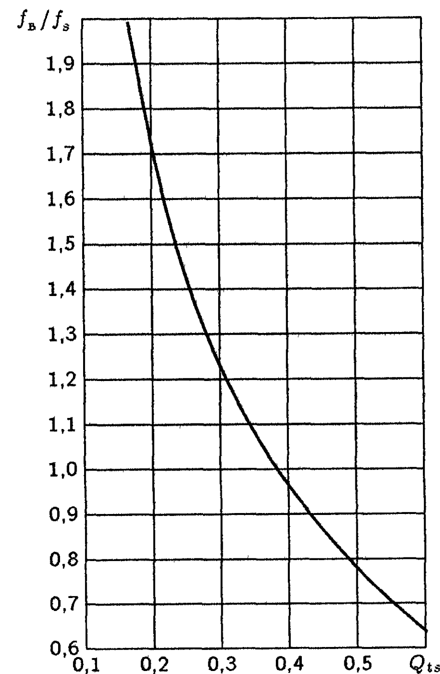



**Рис. 8.29.** График для определения $f_{\text{в}}$

Следует обратить внимание, что отношение частоты настройки ФИ к резонансной частоте громкоговорителя без оформления практически близки к единице (для многих случаев настройки параметров $f_{\text{в}}/f_s = 1$).

Определим частоту среза $f_3$ по кривой из рис. 8.30, задав $V_{\text{в}}/V_{\mathrm{as}} = 1{,}1$, получим $n = 0{,}95$, отсюда $f_3 = 47{,}5$ Гц.

Таким образом, получены основные параметры АС. обьем корпуса $V_{\text{в}} = 46{,}7$ дм$^3$, частота среза $f_3 = 47{,}5$ Гц и частота настройки фазоинвертора $f_{\text{в}} = 48$ Гц

Эти значения параметров построены для некоторой оптимальной формы АЧХ, если необходимо рассчитать другие варианты, то надо пользоваться полной программой расчета [14, 37]

Следующим шагом является определение размеров фазоинвертора для заданной частоты настройки минимально допустимое отверстие фазоинвертора связано с размерами выбранного громкоговорителя приблизительно соотношениями, показанными в табл 8 2

Таблица 8.2

Минимально допустимые размеры фазоинвертора

| Диаметр ГГ, см | Примерная площадь конуса, см$^2$ | Минимальная площадь фазоинвертора, см$^2$ | Минимальный диаметр фазоинвертора, см |
|---|---|---|---|
| 10 | 50 | 7 | 3 |
| 13 | 85 | 12 | 3,9 |
| 17 | 145 | 21 | 5 |
| 21 | 240 | 35 | 6,7 |
| 24 | 350 | 50 | 8 |
| 30 | 500 | 70 | 9,5 |
| 38 | 900 | 130 | 12,9 |

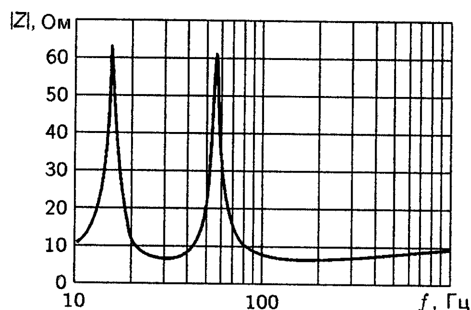



**Рис. 8.31.** Частотная характеристика модуля импеданса для АС с фазоинвертором

Для данного примера при диаметре громкоговорителя 17 см диаметр фазоинвертора $d = 5$ см. Из полученных данных можно определить требуемую длину трубы фазоинвертора $L_{VE}$ (в тех случаях, когда она оказывается необходима) по формуле

$$f_{\text{в}} = \frac{c}{2\pi}\sqrt{\frac{S_{\text{фи}}}{L_{VE}V_{\text{в}}}},$$

где $S_{\text{фи}}$ — площадь фазоинвертора; $V_{\text{в}}$ — объем акустической системы.

Форма частотной зависимости импедансной кривой для системы с фазоинвертором имеет вид, показанный на рис. 8.31. Следует обратить внимание, что частота настройки ФИ соответствует минимуму этой кривой (и практически близка к резонансной частоте ГГ без оформления). Положение двух пиков на импедансной кривой зависит от величины потерь в корпусе и громкоговорителе и является следствием того, что эквивалентная схема представляет собой соединение двух связанных контуров (не следует считать первый пик резонансом ГГ, а второй — фазоинвертора — это довольно распространенная ошибка).

Аналогичные методики расчета через построение эквивалентных электрических схем и по соответствующим компьютерным программам разработаны практически для всех используемых в настоящее время видов оформлений: с пассивным излучателем, с оформлением типа «полосовой» фильтр и др [37]. Программы для расчета могут быть получены из Интернета, например по вышеуказанным (с. 216) адресам.

В заключение следует еще раз подчеркнуть, что все вышеизложенные методы расчета параметров АС пригодны только в области низких частот, где акустические системы и громкоговорители можно рассматривать как системы с сосредоточенными параметрами, в области средних и высоких частот для описания сложных колебательных процессов в АС



и ГГ как систем с распределенными параметрами [34] используют компьютерные методы расчета (МКЭ, МГЭ и др.).

## 8.3. Рупорные громкоговорители

Одним из самых распространенных видов аудиоаппаратуры широко используемой в настоящее время являются *рупорные громкоговорители* (РГ). По ГОСТ 16122-87 рупорный громкоговоритель определяется как «громкоговоритель, акустическим оформлением которого является жесткий рупор» [35]. Таким образом, рупор можно считать полноправным акустическим оформлением наряду с рассмотренными ранее в разд. 8.2.3. Способность рупоров усиливать и направлять звук в нужном направлении (давно используемая при создании музыкальных инструментов) привели к тому, что рупорные громкоговорители стали применяться с самого начала развития электротехники, они появились даже раньше чем диффузорные громкоговорители прямого излучения.

Однако создание реального РГ с конструкцией, очень близкой к современной, начинается с 1927 г., когда известные инженеры фирмы Bell Laboratories (США) A. Thuras and D. Wente разработали и на следующий год запатентовали «компрессионный рупорный излучатель». В качестве громкоговорителя (драйвера) использовался электромагнитный преобразователь с бескаркасной катушкой из намотанной на ребро алюминиевой ленты. Диафрагма драйвера была сделана из обращенного вниз алюминиевого купола. Уже тогда использовалась предрупорная камера и так называемое тело Венте (о них подробнее расскажем позже). Первая серийно выпускаемая промышленностью модель 555/55W (Western Electric) широко применялась в кинотеатрах 30-х годов.

Значительным шагом по пути расширения диапазона в сторону низких частот было изобретение P. Voigt (Великобритания), где впервые было предложено использовать «свернутые» рупора, которые широко применяются в настоящее время. Впервые сложные конструкции свернутых низкочастотных рупоров для высококачественных акустических систем были разработаны Paul Klipsh в 1941 г. и получили название «Клипшхорн». На базе этой конструкции с рупорным оформлением фирма до сих пор производит высококачественные акустические системы.

Необходимо отметить, что в России первые образцы РГ были созданы в 1929 г. (инж. А.А. Харкевич и К.А. Ломагин). Уже в 1930–31 годы были разработаны мощные до 100 Вт рупорные громкоговорители для озвучивания Красной и Дворцовой площади.

В настоящее время область применения РГ чрезвычайно широка, это и системы озвучивания улиц, стадионов, площадей, системы звукоусиления в различных помещениях, студийные мониторы, портальные системы, бытовые высококачественные системы, системы оповещения и др.

Причины распространения РГ обусловлены прежде всего тем, что они обладают большей эффективностью, их КПД составляет 10..20 %

и более (в обычных громкоговорителях КПД меньше 1...2 %); кроме того, применение жестких рупоров позволяет формировать заданную характеристику направленности, что очень важно при проектировании систем звукоусиления.

Принцип работы РГ заключается прежде всего в том, что он является трансформатором акустического импеданса. Одной из причин низкой эффективности ГГ прямого излучения является большая разность в плотности между материалом диафрагмы и воздухом и малое сопротивление (импеданс) воздушной среды колебаниям громкоговорителя. Рупорный громкоговоритель (за счет использования рупора и предрупорной камеры) создает дополнительную нагрузку на диафрагму, что обеспечивает лучшие условия согласования импедансов и тем самым увеличивает излучаемую акустическую мощность. Это дает возможность получить большой динамический диапазон, меньшие нелинейные искажения, лучшие переходные искажения и обеспечить меньшую нагрузку на усилитель. Однако при использовании РГ возникают специфические проблемы: для излучения низких частот необходимо значительно увеличивать размеры рупора, кроме того, большие уровни звукового давления в малой предрупорной камере создают дополнительные нелинейные искажения и т.д.

Рупорные громкоговорители можно разделить на два крупных класса — *широкогорлые и узкогорлые.* Узкогорлые РГ состоят из купольного громкоговорителя специальной конструкции, называемого драйвером, рупора и предрупорной камеры (часто с дополнительным вкладышем, называемым фазосдвигателем, или телом Венте). Широкогорлые РГ используют обычные мощные динамические головки громкоговорителей прямого излучения и рупор, диаметр горла которого равен диаметру головки.

Кроме того, они могут быть классифицированы *по форме рупора:* экспоненциальные, свернутые, многоячеистые, биполярные, радиальные и др. Наконец, их можно разделить по *частотной области воспроизведения:* низкочастотные (как правило, свернутые), средне- и высокочастотные, а также по *области применения:* в служебной связи (например, мегафоны), в концертно-театральной аппаратуре (например, в портальных системах), в системах озвучивания и др.

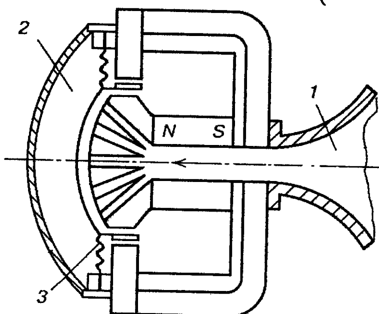


**Рис. 8.32.** Конструкция узкогорлого рупорного громкоговорителя

Основные элементы узкогорлого РГ показаны на рис. 8.32, он состоит из рупора *1*, предрупорной камеры *2* и драйвера *3*.

**Рупор** представляет собой трубу переменного сечения, на которую нагружен драйвер. Как уже было отмечено выше, он является одним из разновидностей акустического оформления. Без оформления громкоговоритель не может излучать низкие частоты из-за эффекта короткого замыкания. При установке громкоговорителя в бесконечный экран или в другой вид оформления излучаемая им акустическая мощность зависит от активной составляющей сопротивления излучения $P_{\text{ак}} = 1/2v^2 R_{\text{изл}}$. Реактивная составляющая сопротивления излучения определяет только присоединенную массу воздуха. На низких частотах, когда длина волны больше размеров излучателя, вокруг него распространяется сферическая волна, при этом на низких частотах излучение мало, преобладает реактивное сопротивление, по мере повышения частоты возрастает активное сопротивление, которое в сферической волне равно $R_{\text{изл}} = \rho c S k a^2/2$ (в плоской волне оно больше и равно $R_{\text{изл}} = \rho c S$), где $S$ — площадь излучателя, $a$ — его радиус, $k$ — волновое число. Особенностью сферической волны является еще и то, что в ней давление достаточно быстро падает пропорционально расстоянию $p \sim 1/r$. Обеспечить излучение на низких частотах (т.е. устранить эффект короткого замыкания) и приблизить форму волны к плоской можно, если излучатель поместить в трубу сечение которой возрастает постепенно. Такая труба и называется *рупором.*



Входное отверстие рупора, в котором располагается излучатель, называется *горлом*, а выходное отверстие, излучающее звук в окружающую среду, — *устьем.* Поскольку рупор должен увеличивать нагрузку на диафрагму, горло должно иметь маленький радиус (площадь), только при этом происходит эффективная трансформация энергии. Но при этом он должен иметь достаточно большой диаметр устья, так как в узких трубах, где длина волны $\lambda$ больше радиуса выходного отверстия $a$ (т.е. выполняется условие $\lambda > 8\rho a$), большая часть энергии отражается обратно, создавая стоячие волны, это явление используется в музыкальных духовых инструментах. Если отверстие трубы становится больше ($\lambda < \rho a/3$), то $R_{\text{изл}}$ приближается к сопротивлению воздушной среды и волна беспрепятственно излучается в окружающее пространство устьем рупора.

*Форма образующей* рупора должна быть выбрана таким образом, чтобы уменьшить «растекание» энергии (быстрый спад звукового давления), т.е. трансформировать сферическую форму фронта волны таким образом, чтобы она приближалась к плоской волне, что увеличивает сопротивление излучения (в плоской волне оно выше, чем в сферической) и уменьшает скорость убывания давления; кроме того, выбор формы образующей позволяет концентрировать звуковую энергию в заданном угле, т.е. формирует характеристику направленности.

Таким образом, рупор должен иметь небольшие размеры горла, причем сечение у горла должно медленно возрастать, размеры же устья следует увеличивать. Чтобы большие размеры устья могли быть достигнуты при приемлемой осевой длине рупора, скорость возрастания сечения рупора должна возрастать по мере увеличения площади сечения (рис 8 33) Этому требованию отвечает, например, экспоненци-

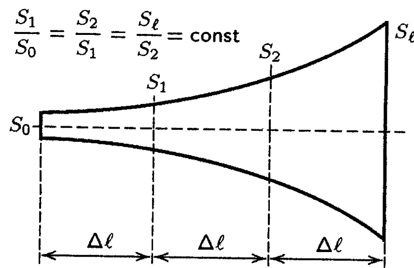



**Рис. 8.33.** Экспоненциальная форма рупора

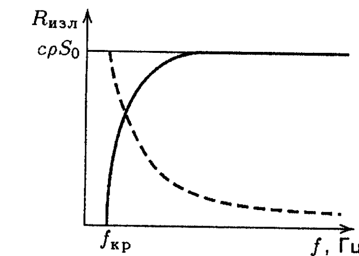



**Рис. 8.34.** График зависимости сопротивления излучения от частоты

альная форма рупора:

$$S_x = S_0 e^{\beta x}, \tag{8.2}$$

где $S_0$ — сечение горла рупора; $S_x$ — сечение рупора на произвольном расстоянии $x$ от горла; $\beta$ — показатель расширения рупора. Единицей измерения $\beta$ является 1/м. Показатель расширения рупора есть величина, измеряемая изменением сечения рупора, приходящимся на единицу его осевой длины. Экспоненциальный рупор изображен на рис. 8.33, где показано, что отрезку осевой длины рупора $\Delta\ell$ соответствует постоянное относительное изменение сечения Анализ волновых процессов, происходящих в экспоненциальном рупоре, показывает, что сопротивление излучения, на которое нагружен излучатель, зависит от частоты (рис. 8.34). Из графика следует, что в экспоненциальном рупоре волновой процесс возможен лишь при условии, что частота колебаний излучателя превышает некоторую частоту, называемую *критической* ($f_{кр}$). Ниже критической частоты активная составляющая сопротивления излучения рупора равна нулю, сопротивление является чисто реактивным и равным инерционному сопротивлению массы воздуха в рупоре. Начиная с некоторой частоты, которая примерно на 40 % выше критической, активное сопротивление излучения превышает реактивное, поэтому излучение становится достаточно эффективным. Как следует из графика на рис. 8.34, на частотах, более чем в четыре раза превышающих критическую частоту, сопротивление излучения остается постоянным. Критическая частота зависит от показателя расширения рупора следующим образом.

$$\omega_{кр} = \beta c/2, \tag{8.3}$$

где $c$ — скорость звука

При значении скорости звука в воздухе 340 м/с при температуре 20 °С можно получить следующее соотношение между показателем расширения рупора $\beta$ и критической частотой $f_{кр}$, Гц. $\beta \approx 0{,}037 f_{кр}$.

От показателя расширения рупора зависит не только критическая частоты рупора, а следовательно, и частотная характеристика сопротивления излучения, но и габаритные размеры рупора Осевая длина



рупора может быть определена из формулы (8.2) при $x = L$ как

$$L = 1/\beta \ln S_l/S_0. \tag{8.4}$$

Из выражения (8.4) можно сделать следующий вывод: поскольку для снижения критической частоты рупора следует уменьшать показатель расширения рупора $\beta$, осевая длина рупора $L$ должна при этом увеличиваться. Эта зависимость составляет главную проблему использования рупорных громкоговорителей в высококачественных акустических системах и служит причиной применения «свернутых» рупоров. Следует указать, что при построении графика сопротивления излучения экспоненциального рупора (см. рис. 8.34) не учтено отражение волн от устья внутрь рупора, которое всегда частично имеет место для рупоров конечной длины. Образующиеся при этом стоячие волны создают некоторые колебания в значениях сопротивления излучения. Отражение звука от устья рупора происходит только в области нижних частот. При увеличении частоты акустические свойства сред (в рупоре и вне рупора) выравниваются, отражение звука внутрь рупора не происходит, входное акустическое сопротивление рупора остается почти постоянным.

Поскольку излучаемая акустическая мощность громкоговорителя зависит от активного сопротивления излучения и колебательной скорости излучателя, то для ее увеличения в узкогорлых рупорных громкоговорителях используется принцип акустической трансформации сил и скоростей, для чего размеры горла рупора *2* в несколько раз уменьшают в сравнении с размерами излучателя *1* (рис. 8.35). Образующийся объем между диафрагмой и горлом рупора *3* называется предрупорной камерой. Можно условно представить ситуацию в предрупорной камере как колебания поршня, нагруженного на широкую трубу площадью $S_1$, переходящую в узкую трубу $S_0$ (рис. 8.36). Если бы поршневая диафрагма была нагружена только на широкую трубу с площадью равной площади диафрагмы (широкогорлый рупор), то ее сопротивление излучения было бы равно $R_{изл} = \rho c S_1$, а излучаемая ею акустическая мощность приближенно была бы равна $P_а = 1/2 R_{изл} v_1^2 = 1/2 \rho c S_1 v_1^2$ (эти соотношения строго выполняются только для плоской волны, но могут при определенных допущениях применяться и в данном случае [39]). При установке диафрагмы в предрупорную камеру, т.е. нагрузке ее на вторую трубу с узким входным отверстием, возникает дополнительное сопротивление (импеданс) колебаниям диафрагмы (за счет отраженной волны, возникающей на стыке двух труб). Величина этого импеданса $Z_L$ (отнесенного к месту входа во вторую трубу, т.е. при $x = L$) может быть определена из следующих соображений: если допустить, что воздух в предрупорной камере несжимаем, то давление $p$, которое создается в камере при действии силы $F_1$ на поршень (диафрагму) площадью $S_1$, передается воздуху в горле рупора и обусловливает силу $F_0$, действующую в горле рупора с площадью $S_0$:

$$p = F_1/S_1; \quad F_0 = pS_0. \tag{8.5}$$

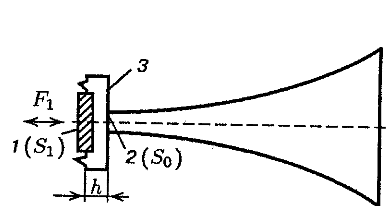



**Рис. 8.35.** Предрупорная камера

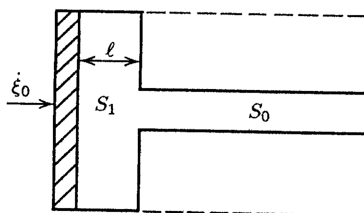



**Рис. 8.36.** Принцип акустической трансформации

Отсюда получаются следующие соотношения:

$$F_1/S_1 = F_0/S_0; \quad F_1/F_0 = S_1/S_0.$$

Отношение площади излучателя к площади горла рупора $S_1/S_0$ называется *коэффициентом акустической трансформации* и обозначается $n$. Следовательно, отношение сил можно представить как $F_1 = nF_0$. Из условия равенства объемных скоростей диафрагмы и воздуха в устье рупора (т.е. из условия сохранения объема воздуха вытесняемого диафрагмой при смещениях из предрупорной камеры) получаются соотношения:

$$S_1 v_1 = S_0 v_0 \quad \text{или} \quad v_0/v_1 = S_1/S_0 = n. \tag{8.6}$$

Полученные соотношения позволяют сделать следующий вывод: диафрагма под действием большей силы ($F_1 > F_0$) колеблется с меньшей скоростью ($v_1 < v_0$), значит, она испытывает большее сопротивление среды при колебаниях. Величина $Z_L$ в таком случае (учитывая, что импеданс по определению есть отношение силы к скорости колебаний $Z_L = F_1/v_1$) будет равна с учетом соотношений (8.5) и (8.6):

$$Z_L = \frac{F_1}{v_1} = \frac{S_1 p}{v_1} = \frac{S_1 p}{v_0 S_0/S_1} = \frac{S_1^2}{S_0^2}\frac{S_0 p}{v_0}. \tag{8.7}$$

Если бы поршень стоял на входе узкой трубы, то его сопротивление было бы равно $R_{\text{изл}} = \rho c S_0$, при этом, по определению,

$$R_{\text{изл}} = f_0/v_0 = S_0 p/v_0, \quad \text{т.е. } S_0 p/v_0 = \rho c S_0,$$

подставив это выражение в формулу (8.7), получим

$$Z_L = \frac{S_1^2}{S_0^2} S_0 \rho c = \frac{S_1}{S_0} S_1 \rho c. \tag{8.8}$$

Такое умножение импеданса $\rho c S_0$ на коэффициент $S_1^2/S_0^2$ эквивалентно применению некоторого понижающего трансформатора, что видно на соответствующей эквивалентной электрической схеме (рис. 8.37).

Следовательно, при наличии дополнительного сопротивления излучаемая акустическая мощность увеличится и будет равна

$$P_{\text{a}} = 1/2 \rho c Z_L = 1/2 \rho c S_1 v_1^2 (S_1/S_0). \tag{8.9}$$



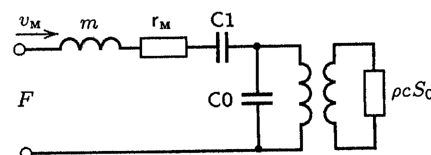



**Рис. 8.37.** Эквивалентная схема акустической трансформации

Таким образом, использование акустической трансформации за счет предрупорной камеры позволяет увеличить акустическую мощность в $S_1/S_0$ раз, что существенно увеличивает эффективность работы рупорного громкоговорителя. Коэффициент акустической трансформации ограничен, так как зависит от площади излучателя $S_1$ и площади горла рупора $S_0$. Увеличение площади излучателя связано с возрастанием его массы. Излучатель большой массы на верхних частотах имеет большое инерциальное сопротивление, которое становится соизмеримым с сопротивлением излучения. В результате на верхних частотах уменьшается колебательная скорость, следовательно, и акустическая мощность. Коэффициент акустической трансформации увеличивается при уменьшении площади горла рупора, но это также допустимо в определенных пределах, так как приводит к увеличению нелинейных искажений. Обычно коэффициент акустической трансформации выбирают порядка 15...20.

Эффективность рупорного громкоговоритель может быть приближенно оценена по формуле

$$\text{КПД} = \frac{2R_E R_{ET}}{(R_E + R_{ET})^2} \cdot 100\ \%, \tag{8.10}$$

где $R_E$ — активное сопротивление звуковой катушки; $R_{ET} = \dfrac{S_0(BL)^2}{\rho c S_1^2}$, где $B$ — индукция в зазоре; $L$ — длина проводника. Максимальное КПД, равное 50 %, достигается, когда $R_E = R_{ET}$, что на практике получить не удается.

Нелинейные искажения в рупорных ГГ определяются как обычными причинами, возникающими в головках громкоговорителей: нелинейным взаимодействием звуковой катушки с магнитным полем, нелинейной гибкостью подвеса и др , так и особыми причинами, а именно, высоким давлением в горле рупора, при этом начинают сказываться термодинамические эффекты, а также нелинейная компрессия воздуха в предрупорной камере.

Излучатель, который используется для рупорных громкоговорителей представляет собой обычный электродинамический громкоговоритель. Для широкогорлых рупоров (без предрупорной камеры) это мощный низкочастотный громкоговоритель. Широкогорлые рупора используются сейчас в качестве низкочастотного оформления в ряде конструкций акустических агрегатов, например фирмы Genelek (эта технология называется waveguide TL), в портальных системах для озвучивания и т.д.

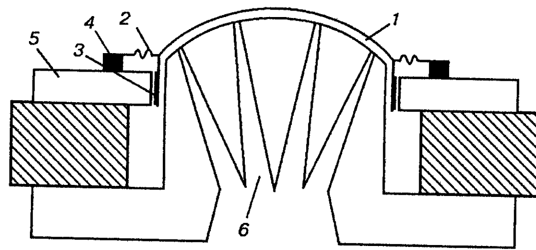



**Рис. 8.38.** Конструкция драйвера

В узкогорлых рупорных громкоговорителях применяются специальные типы электродинамических громкоговорителей (обычно они называются *драйверами*) Пример конструкции показан на рис 8 38 Как правило, они имеют купольную диафрагму *1* из жестких материалов (титановая, бериллиевая, алюминиевая фольга, пропитанная стеклоткань и др ), изготовленную вместе с подвесом *2* (синусоидальной или тангенциальной гофрировки) К наружному краю диафрагмы крепится звуковая катушка *3* (каркас из алюминиевой фольги или специальных сортов бумаги с двух или четырехслойной намоткой) Подвес закрепляется специальным кольцом *4* на верхнем фланце магнитной цепи *5* Под диафрагмой устанавливается противоинтерференционный вкладыш *6* (тело Венте) — *акустическая линза* для выравнивания фазовых сдвигов акустических волн излучаемых различными участками диафрагмы В некоторых высокочастотных моделях используются специальные кольцевые диафрагмы

Для анализа работы рупорных громкоговорителей в области низких частот используется метод электромеханических аналогий [1, 2, 36] Методы расчета в основном используют теорию Thiele-Small, на которой построены методики расчета обычных диффузорных громкоговорителей Значения параметров Small–Thiele для драйвера позволяют оценить форму АЧХ для низкочастотных рупорных громкоговорителей На рис 8 39 показана форма АЧХ, где частоты перегиба кривой определяются следующим образом

$$f_{\mathrm{LC}} = Q_{\mathrm{ts}} f_{\mathrm{s}}/2 \qquad f_{\mathrm{HM}} = 2 f_{\mathrm{s}}/Q_{\mathrm{ts}}$$
$$f_{\mathrm{HVC}} = R_e/\pi L_e \qquad f_{\mathrm{HC}} = 2 Q_{\mathrm{ts}} f_{\mathrm{s}} V_{\mathrm{as}}/V_{\mathrm{fs}},$$

где $Q_{\mathrm{ts}}$ — общая добротность $f_{\mathrm{s}}$ — резонансная частота излучателя $R_e$, $L_e$ — сопротивление и индуктивность звуковой катушки $V_{\mathrm{fs}}$ — эквивалентный объем $V_{\mathrm{as}}$ — объем предрупорной камеры

Полный расчет структуры звукового поля излучаемого рупорными громкоговорителями в том числе с учетом нелинейных процессов проводится численными методами (МКЭ или МГЭ) например при помощи пакетов программ

http //www sonicdesign se/
http //www users bigpond com/dmcbean/



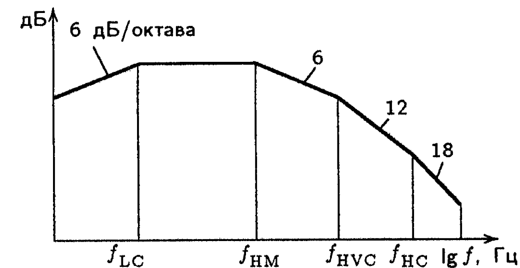



**Рис. 8.39.** Форма АЧХ низкочастотного рупорного ГГ

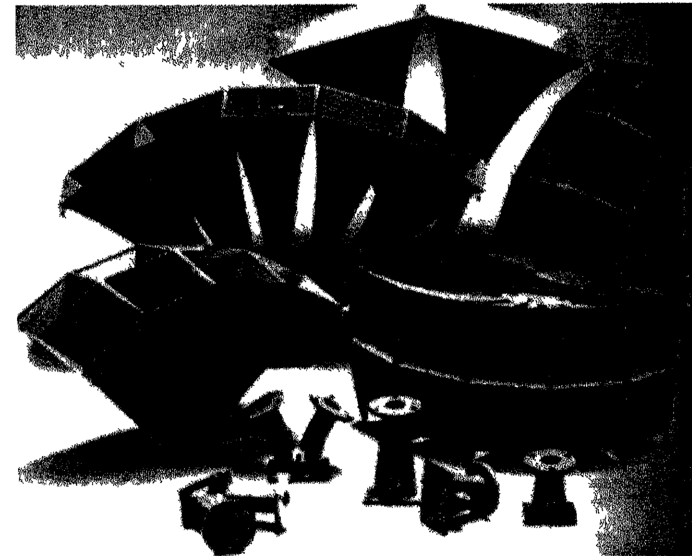


**Рис. 8.40.** Секционный рупор

http /melhuish org/audio/horn htm

Поскольку одной из главных задач рупорных громкоговорителей является формирование заданной характеристики направленности, что имеет принципиально важное значение для систем озвучивания различного назначения то в настоящее время используется большое разнообразие *форм рупоров* основные из которых следующие

- *экспоненциальный* рупор используется в большинстве рупорных громкоговорителей для озвучивания открытых пространств, например в отечественных моделях 50ГРД9, 100ГРД-1 и др
- *секционные* рупора были разработаны для борьбы с обострением характеристики направленности на высоких частотах (рис 8 40) Секционный рупор состоит из некоторого количества рупоров небольших размеров соединенных вместе горлами и устьями При

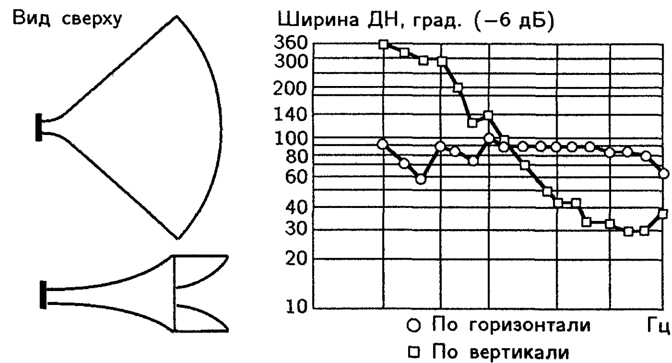



**Рис. 8.41.** Радиальный рупор (*а*) и его диаграмма направленности (*б*)

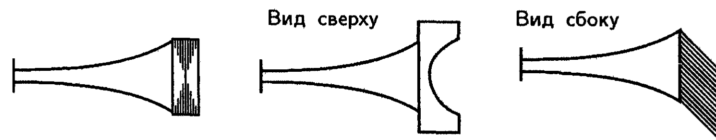



**Рис. 8.42.** Акустические линзы

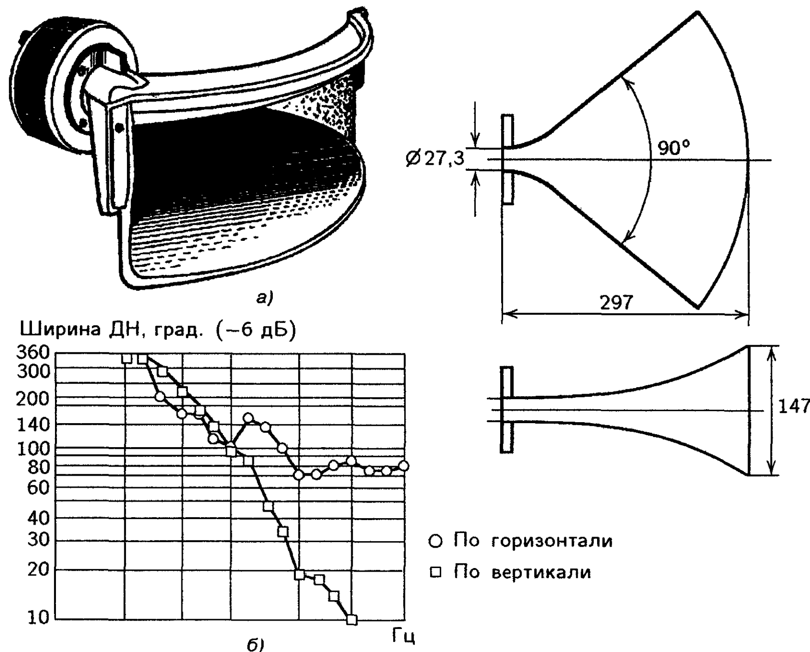



**Рис. 8.43.** Дифракционный рупор (*а*) и его диаграмма направленности (*б*)

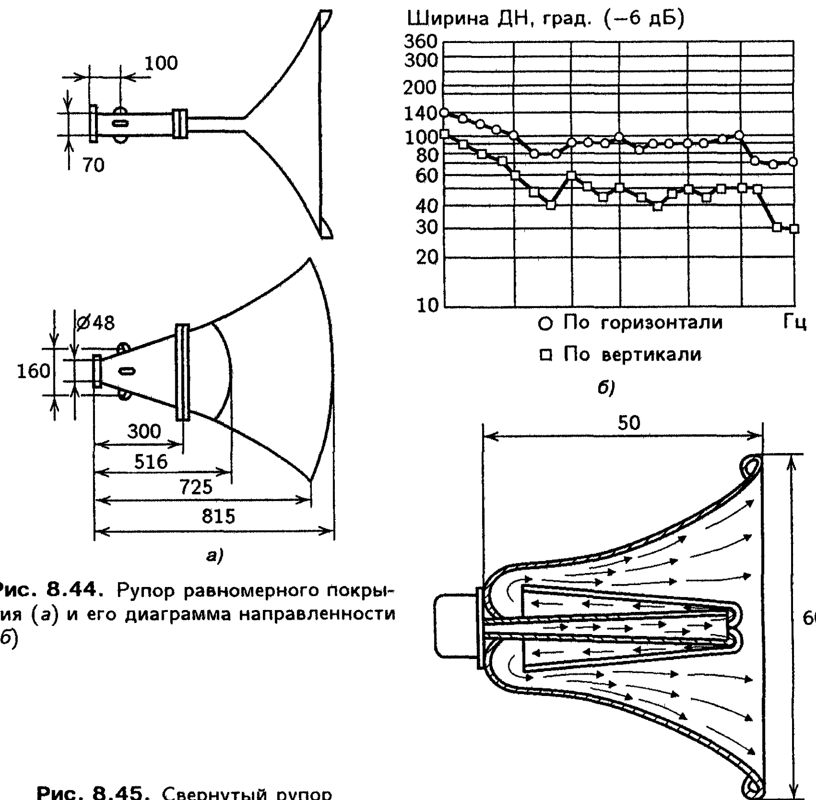



**Рис. 8.44.** Рупор равномерного покрытия (*а*) и его диаграмма направленности (*б*)

**Рис. 8.45.** Свернутый рупор

этом их оси оказываются развернутыми в пространстве веером, хотя направленность каждой ячейки обостряется с частотой, общая направленность группового излучателя остается широкой;

- *радиальный* рупор имеет различную кривизну по разным осям (рис. 8.41,*а*). Ширина диаграммы направленности показана на рис. 8.41,*б*, из которого видно, что в горизонтальной плоскости она почти постоянна, в вертикальной площади уменьшается. Такие виды рупоров применяются в современных студийных мониторах, кроме того, они используются в кинотеатральных системах;
- для расширения характеристики направленности в рупорных громкоговорителях применяются также *акустические рассеивающие* линзы (рис. 8.42),
- *дифракционный* рупор (рис. 8.43,*а*,*б*) имеет узкое открытие в одной плоскости и широкое в другой. В узкой плоскости он имеет широкую и почти постоянную диаграмму направленности, в вертикальной более узкую Варианты таких рупоров широко используются в современной звукоусилительной технике,

- рупора *равномерного покрытия* (после ряда лет исследований были созданы на фирме JBL) позволяют контролировать характеристику направленности в обеих плоскостях (рис 8.44);
- особая форма *свернутых рупоров* применяется для создания низкочастотных излучателей (рис. 8 45). Первые кинотеатральные системы со свернутым рупором для кино были созданы еще в 30 годы. Свернутые рупоры как в узкогорлых, так и в широкогорлых громкоговорителях широко используются в настоящее время для высококачественных контрольных агрегатов, для мощных акустических систем в концертно-театральной аппаратуре и др.

В производстве имеются в настоящее время и другие разновидности рупоров как для аппаратуры звукоусиления, так и для бытовой аудиоаппаратуры. В практике озвучивания больших концертных залов, дискотек, стадионов и др. используются также подвесные комплекты рупорных громкоговорителей, называемые *кластерами.*

## 8.4. Телефоны — головные широкополосные стереофонические

В соответствии с международными стандартами IEC 268-7, 581-10, 268-13 [40] *телефоном* называется «электроакустический преобразователь, при помощи которого электрические сигналы преобразуются в акустические колебания, предназначенный для работы в условиях акустической связи с ухом». Таким образом, принципиальным отличием телефона от громкоговорителя является то, что он не предназначен для излучения звука в открытую окружающую среду, а может использоваться только при нагрузке на ухо Это существенно меняет методы его проектирования, а также методы измерения и оценки его параметров *Головным телефоном* называется «один или два телефона на оголовье» *Стереофоническим* называется «двухканальный головной телефон, предназначенный для индивидуального прослушивания стереофонических записей»

Головные стереофонические телефоны широко применяются в настоящее время в различных областях техники студийной звукозаписи, при контроле звуковых программ в кино, телевидении, радиовещании и концертно-театральных представлениях, в системах домашнего и профессионального звуковоспроизведения и различных служебных системах связи и оповещения За последние годы в технике проектирования и методах оценки качества стереотелефонов произошли существенные изменения благодаря внедрению новых технологий и применению цифровых адаптивных процессоров для передачи пространственного звукового образа Разработкой и производством современных стереотелефонов занимаются в настоящее время такие крупнейшие фирмы, как Koss, AKG, Sennheiser, Sony, Neumann, Shure и многие другие

**Основные элементы конструкции.** Внешний вид современного стереотелефона K-240 фирмы AKG и упрощенная схема конструкции показаны на рис 8 46 Стереотелефон состоит из двух телефонов, каждый



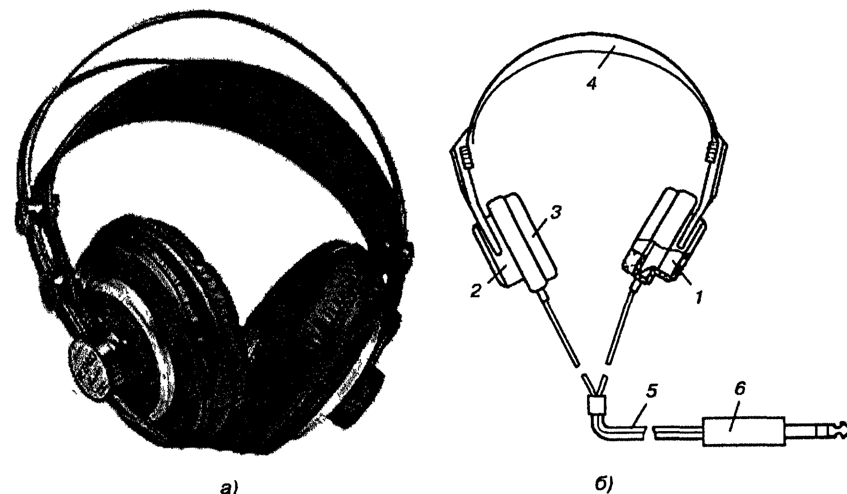



**Рис. 8.46.** Стереотелефон: *а* — общий вид; *б* — упрощенная схема конструкции

из которых включает в себя преобразователь *1*, заключенный в пластмассовый корпус *2*, амбушюр *3*, оголовье *4*, кабель *5* и соединитель *6*. Преобразователь (излучатель) является основной частью акустико-механической системы телефона, включающей в себя корпус и амбушюр. *Корпус* предназначен для защиты преобразователя телефона от повреждений, обеспечения необходимой акустической нагрузки на него и для закрепления оголовья (при его наличии). *Амбушюром* называется деталь телефона, обеспечивающая акустическую связь телефона с ухом, которая представляет собой кольцевую прокладку из упругого материала. *Оголовье* предназначено для соединения двух телефонов и закрепления их на голове слушателя.

**Классификация стереотелефонов** может быть выполнена по различным признакам: по принципам преобразования электрической энергии в акустическую; по видам акустической нагрузки; по областям применения; по способам подведения к ним сигнала; по видам процессорной обработки и др

По принципам преобразования применяемые в современных телефонах излучатели могут разделены на следующие типы· электродинамические, электростатические и пьезоэлектрические.

В свою очередь *электродинамические излучатели* делятся на две группы: катушечные (цилиндрическая катушка которых находится в воздушном зазоре магнитной системы) и орто- и изодинамические

*Катушечные излучатели* имеются двух видов. первый с миниатюрной магнитной системой и легкой подвижной системой; второй на основе обычных головок громкоговорителей

Схематический поперечный разрез электродинамического катушечного преобразователя с легкой подвижной системой показан на рис. 8 47

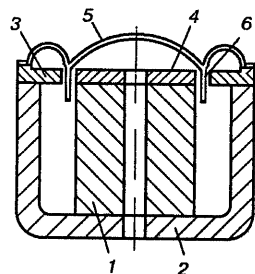



**Рис. 8.47.** Электродинамический преобразователь с легкой подвижной системой

Преобразователь состоит из магнитной и подвижной систем: магнитная система включает в себя кольцевой или керновой постоянный магнит *1* и магнитопровод, который представляет собой стальной стакан *2*, к дну которого приклеен магнит, верхний фланец *3* и полюсный наконечник *4*. Между внутренним диаметром фланца и полюсным наконечником имеется равномерный кольцевой *5* воздушный зазор, в котором при помощи магнита создается постоянное магнитное поле. Подвижная система состоит из сферической диафрагмы *5*, изготовленной из тонкой (например, полиэтилентерефталатной или поликарбонатной) пленки, и звуковой катушки *6*, приклеенной к диафрагме. Подвижная система приклеивается так, чтобы катушка находилась в середине зазора магнитной цепи. Магнитные силовые линии в зазоре направлены радиально, поэтому при подведении к звуковой катушке напряжения в ней возникает сила, вызывающая колебания диафрагмы и соответствующее изменение давления в полости уха. В излучателях для стереотелефонов используются современные материалы и технологии, например, высокоэффективные магниты из ниодима или кобальта, катушки с алюминиевым напылением, мембраны из тонкого полимера, например, фирма Sennheiser применяет мембрану из диофола (композиции тончайшего полимера и эластика), устраняющего такое нежелательное явление, как радиальные стоячие волны, и др. Из мягких эластичных и звуконепроницаемых материалов выполняются амбушюры, которым придают удобную форму для прилегания к ушам.

В преобразователях на основе головок громкоговорителей используют обычные конструкции с конусными диафрагмами. Подвижные системы таких преобразователей обычно тяжелее и имеют больший уровень переходных и нелинейных искажений, чем в преобразователях первого типа.

*Изодинамические и ортодинамические излучатели:* особенность преобразователей этой группы состоит в том, что проводник, по которому протекает ток звуковой частоты, нанесен почти на всю поверхность натянутой мембраны, расположенной между двумя плоскими магнитами. Поэтому сила, действующая на мембрану, распределяется равномерно по всей поверхности, что обеспечивает синфазность ее колебаний.

*Ортодинамические излучатели* имеют круглую, слегка гофрированную мембрану *1* с нанесенным на ее поверхность с одной или с обеих сторон плоским проводником *2*, имеющим вид спирали, состоящей из нескольких секций с чередующимся направлением витков. Мембрана натянута и закреплена по периферии между двумя круглыми магнитами *3* с отверстиями, расположенными на нескольких концентрических диаметрах. Полярность кольцевых зон магнита между рядами отверстий чередуется. Схематический поперечный разрез ортодинамического телефона представлен на рис. 8.48,*а*.



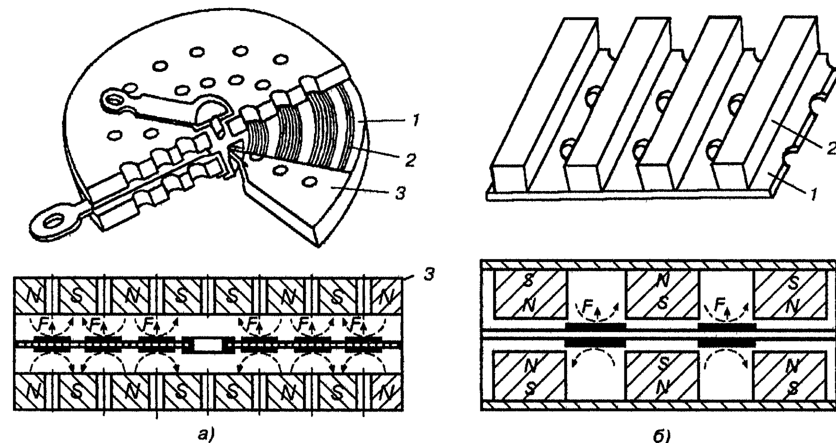



**Рис. 8.48.** Ортодинамический (*а*) и изодинамический (*б*) преобразователи

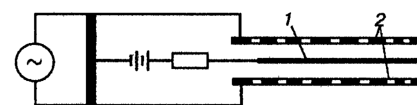



**Рис. 8.49.** Электростатический преобразователь

В *изодинамическом преобразователе* проводник расположен на мембране *1* в виде меандра. Магнитная система состоит из магнитных стержней *2*, намагниченных в поперечном направлении с чередующейся полярностью. Проводники расположены на мембране между магнитами, т.е. в поле рассеяния магнитной цепи. Схематический поперечный разрез изодинамического преобразователя представлен на рис. 8.48,*б*.

*Электростатические и электретные излучатели.* Схематический поперечный разрез электростатического преобразователя показан на рис. 8.49. Преобразователь содержит мембрану *1* из металлизированной полимерной пленки, расположенной между двумя перфорированными металлическими электродами *2*. Между неподвижными электродами и мембраной расположены две прокладки, обеспечивающие воздушный зазор для свободного движения мембраны. На мембрану подается постоянное напряжение поляризации. При подаче на неподвижные электроды переменного напряжения звуковой частоты мембрана начинает совершать колебания. Движение всех точек мембраны происходит практически синфазно, так как сила, действующая на мембрану, равномерно распределена по всей ее поверхности У электростатических телефонов очень высокое качество звучания, но достаточно сложная конструкция, так как они, кроме преобразователя, содержат источник высокого напряжения поляризации и повышающий трансформатор Разновидностью электростатических преобразователей являются *электретные*, отличающиеся тем, что в них в качестве мембраны используется

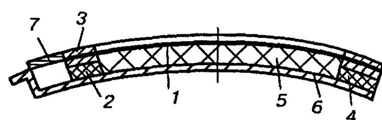



**Рис. 8.50.** Пьезоэлектрический преобразователь

полимерная пленка, способная длительное время сохранять электрический заряд, вследствие чего не требуется внешнего источника постоянного напряжения.

В *пьезоэлектрических излучателях* используется принцип обратного пьезоэффекта, когда при подведении к материалу, обладающему пьезоэлектрическими свойствами, переменного напряжения, материал претерпевает растяжения и сжатия, т.е. деформируется в соответствии с подводимым напряжением. В конструкциях телефонов в качестве материала для мембраны используют ориентированную пленку на основе поливинилиденфторида, которая после поляризации в сильном электрическом поле приобретает пьезоэлектрические свойства. Для использования в качестве пьезоэлемента пленку металлизируют с обеих сторон. Разница между пьезоэлементом и электретом заключается в том, что электрический заряд электрета создается только на его поверхности, поэтому свойства электретов зависят от влажности и температуры окружающей среды, а свойства пьезоэлемента более стабильны. Пьезоэлемент из поливинилиденфторидной пленки может работать в широком диапазоне частот и пригоден для высококачественного звуковоспроизведения. На рис. 8.50 приведен схематический поперечный разрез пьезопленочного преобразователя для телефонов. Мембрана *1* приклеена к картонной рамке *2* и помещена между двумя пластмассовыми прямоугольными рамками *3* и *4*. В рамку *4* вкладывается кусок пенополиуретана прямоугольной формы *5*. Сигналы снимаются с обеих сторон металлизированной поверхности мембраны при помощи контактных пластин *6* и *7*. Детали преобразователя имеют радиусный изгиб, необходимый для обеспечения симметричного колебания мембраны в поперечном направлении.

Наибольшее распространение в настоящее время имеют электродинамические (например, модели K401, K501 фирмы AKG) и электростатические телефоны (например, стереотелефоны для студийной звукозаписи фирмы Koss типа ESP-950).

По принципу акустической нагрузки телефоны разделяются на два типа: закрытые и открытые. Тип акустической нагрузки определяется способом акустической связи преобразователя с ухом слушателя и окружающей средой.

Закрытые телефоны имеют плотные амбушюры и корпус без отверстий, т.е. они нагружены на замкнутый объем. В зависимости от формы амбушюра закрытые телефоны могут быть либо охватывающими, либо прижимными, либо вкладными. *Охватывающим* называется телефон, амбушюр которого охватывает ушную раковину и прижимается к голове. *Прижимным* называется телефон, прижимаемый снаружи к ушной раковине, *вкладным* — телефон, который непосредственно вводится в ушную раковину или слуховой канал (рис. 8.51).



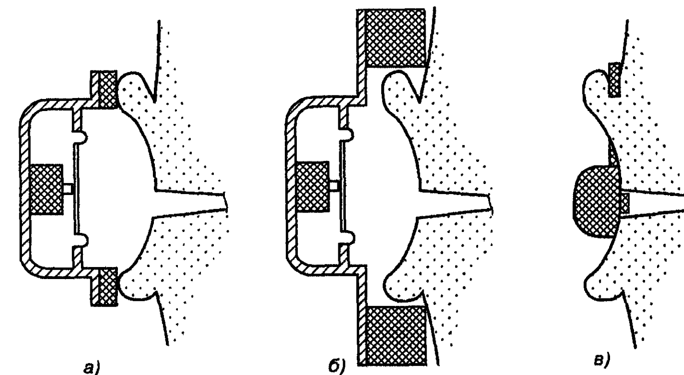



**Рис. 8.51.** Виды закрытых стереотелефонов: *а* — наружные; *б* — с плотным амбушуром; *в* — вкладываемые в ухо

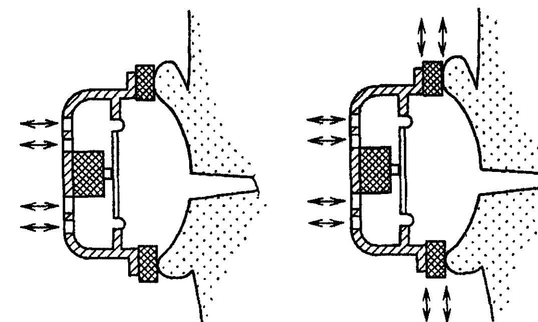


**Рис. 8.52.** Стереотелефоны: *а* — открытые; *б* — полуоткрытые

*Открытыми* называются телефоны, электроакустический преобразователь которых сообщается с открытым пространством как со стороны уха, так и с обратной стороны. Эта связь с передней стороны обеспечивается пористым амбушюром, а сзади — отверстиями в магнитопроводе и корпусе телефона (рис. 8.52,*а*).

Каждый тип конструктивного оформления телефонов имеет свои преимущества и недостатки: поскольку закрытые телефоны нагружены на замкнутый объем, они полностью изолируют слушателя от влияния окружающей среды. Это явление действует на слушателя отрицательно и вызывает у него быструю утомляемость, которая усугубляется еще двумя причинами, вызывающими дискомфортность: это чувство «давления на уши», возникающее из-за герметичности объема под амбушюрами и давления амбушюров на голову, которое трудно уменьшить, так как при этом может нарушаться герметичность. Однако закрытые телефоны обладают самыми лучшими характеристиками воспроизведения в области низких частот. К тому же посторонние шумы в помещении, где происходит прослушивание, не оказывают влияния на ка-

чество звука. Поэтому стереотелефоны такого типа широко применяются в студийной звукозаписи.

*Прижимные закрытые телефоны* не вызывают у слушателя чувство оторванности от окружающей среды, так как объем под амбушюром, вследствие сложной конфигурации ушной раковины, не может быть герметичным, однако качество воспроизведения низких частот в них хуже.

Открытые телефоны, имеющие по сравнению с закрытыми значительно меньшие размеры и массу, используются, как правило, для работы от малогабаритной звуковоспроизводящей аппаратуры. Вследствие малых размеров преобразователя и связи с окружающей средой малогабаритные телефоны не могут обеспечить высококачественного воспроизведения низких частот и защиты от проникновения внешних шумов. Однако они легки и удобны для работы в различных условиях.

*Полуоткрытые стереотелефоны*— средний вариант между закрытыми и открытыми типами телефонов (рис. 8.52,*б*). Конструкция полуоткрытых телефонов использует амбушюры из плотного эластичного материала, связь с внешней средой происходит только через корпус, они оптимально сочетают в себе достоинства вышеперечисленных типов телефонов. В них отсутствуют многие недостатки (меньше уровень шумов, лучше воспроизведение низких частот и др.), присущие телефонам открытого типа, они достаточно легки, не так дороги, универсальны по характеру использования, могут с высоким качеством работать со стационарной, так и с переносной аппаратурой.

По области применения конструкции современных стереотелефонов имеют значительные различия. Основные из них следующие: высококачественные студийные стереотелефоны для контроля качества записи; «ушные» мониторы, в которых закрытый преобразователь непосредственно вкладывается в ушной канал со специальной заглушкой; стереотелефоны для работы с телевизионными приемниками (они отличаются от остальных телефонов длиной соединительного шнура не менее 5 м или использованием инфракрасных приемников); стереотелефоны совмещенные с микрофоном (типа «оголовье»), которые широко используются в концертной, студийной практике и для работы с компьютером; миниатюрные стереотелефоны для плееров и многие другие

По способам подведения сигнала стереотелефоны могут быть разделены на проводные и беспроводные. Все стереотелефоны до последнего времени относились только к группе проводных. За последние годы появилось два типа беспроводных стереотелефона: инфракрасные (INR) и радиотелефоны (Rf) Инфракрасные стереотелефоны имеют встроенный приемник инфракрасного излучения и могут работать на расстоянии до 10 м (в пределах видимости) Первоначально они предназначались для телевизоров, но теперь их начали использовать для общения с компьютером (особенно учитывая, что современные компьютерные технологии позволяют распознавать и синтезировать речь, т.е вести речевой диалог)



Стереотелефоны с радиопередатчиком могут работать в диапазоне fM, VHf, UHf на расстоянии до 100 м (даже сквозь стены). Диапазон fM (88...108 МГц) сильно перегружен радиостанциями и поэтому для стереотелефонов теперь используется редко, обычно они работают в диапазоне VHf 130...250 Мгц и самом популярном сейчас диапазоне UHf (450...900 МГц), где обеспечивается минимальный уровень помех. В современных радиотелефонах, например HEARO-999 фирмы AKG, используются цифровая радиосвязь, что обеспечивает низкий уровень шумов, широкий динамический диапазон, возможность подключения нескольких стереотелефонов к одному передатчику, а также широкие возможности для дополнительной процессорной обработки звука.

Широкое применение нашли стереотелефоны со встроенными процессорами обработки звука. Основные направления их разработки включают воссоздание пространственной панорамы звука и вынос звукового образа из головы; уменьшение уровня шумов с использованием активного шумоподавления; увеличение субъективного ощущения низких частот и др.

**Создание пространственной звуковой панорамы.** Прослушивание музыкальных и речевых программ через стереотелефоны обладает принципиальными особенностями. Пространственное восприятие звукового образа возникает за счет такого слухового механизма, как бинауральная пространственная локализация. Для локализации звука в горизонтальной плоскости слуховая система использует оценку разности по времени и интенсивности между звуковыми сигналами, поступающими на два уха; при локализации в вертикальной плоскости большое значение имеют дифракционные процессы на ушных раковинах; наконец, при оценке глубины играют роль тембральные различия при удалении источника, влияние реверберации в помещении и др. Поскольку в телефонах имеет место изоляция от внешних источников, выключение ушной раковины из обработки звука и поступление сигнала прямо в ушной канал, то слуховая система локализует звуковой образ внутри головы. Это приводит к сильной утомляемости слушателей. Для воссоздания реального восприятия пространственного звукового образа необходимо восстановить в стереотелефонах все операции, которые происходят при обработке звука в реальном пространстве, а именно, ввести дифракционные фильтры для воспроизведения функций ушной раковины, восстановить перекрестные связи, добавить реверберацию и т.д. Именно по пути воссоздания этих характеристик при помощи специальной процессорной обработки и развивается современная техника стереотелефонов.

В ее развитии можно выделить несколько этапов: в 70-е годы в связи с развитием квадрафонии появились четырехканальные телефоны, где использовалось по два преобразователя в каждом корпусе (рис 8.53), однако применение каких телефонов позволяло несколько улучшить пространственное восприятие звука, но не решало главной проблемы — выноса стереообраза из головы. После 80-х годов на смену

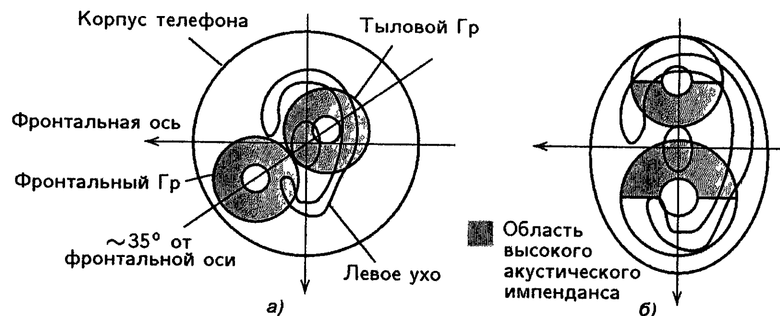



**Рис. 8.54.** Специальное расположение излучателей (*а*) и размещение звукопоглощающего материала (*б*)

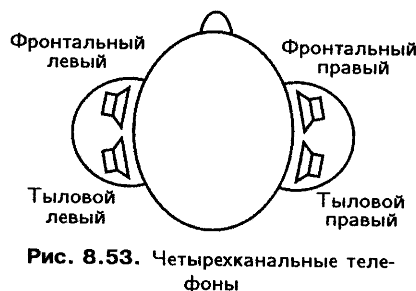



**Рис. 8.53.** Четырехканальные телефоны

квадрафонии пришли другие системы пространственной передачи звука типа Dolby Surround, Dolby Pro Logic, Dolby Digital и др., и началось создание декодеров и специальных процессоров для внедрения этих систем в стереотелефоны. Все существующие в настоящее время процессоры для стереотелефонов, которые получили название виртуалайзеры (virtualizers), можно разделить на две группы:

- процессоры, моделирующие отдельные психоакустические параметры, используемые слуховой системой для восприятия пространственного звука, их называют также «стереоэкспандеры»,
- процессоры, моделирующие передаточные функции головы (HRTF), что позволяет воссоздать пространственный звуковой образ значительно точнее.

Процессоры первого типа начали развиваться с введения корректирующих цепей инвертирующих фазу в задних излучателях на 180° (рис 8 54) Затем был предложен вариант расположения излучателей со сдвигом на 30° относительно оси, дополнительным заглушением верхней части излучателей и введением дополнительной реверберации и «перекрестных связей», т е добавлением в каждый канал сигналов из другого канала с некоторой задержкой от 5 до 30 мс В современных процессорах такого типа (например, фирмы Koss типа SPL Vitalizer) используются различные суммарно-разностные цепи с дополнительными фазовыми сдвигами и фильтрами, передаточная функция которых моделирует с некоторым приближением слуховые фильтры на ушной раковине (рис 8 55)

Процессоры второго типа начали развиваться сравнительно недавно, когда был накоплен достаточный опыт по исследованию передаточ-



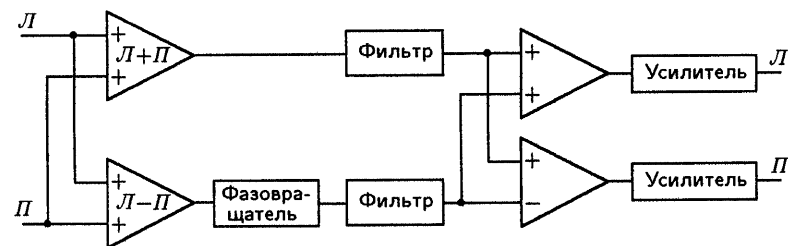



**Рис. 8.55.** Схема суммарно-разностного процессора

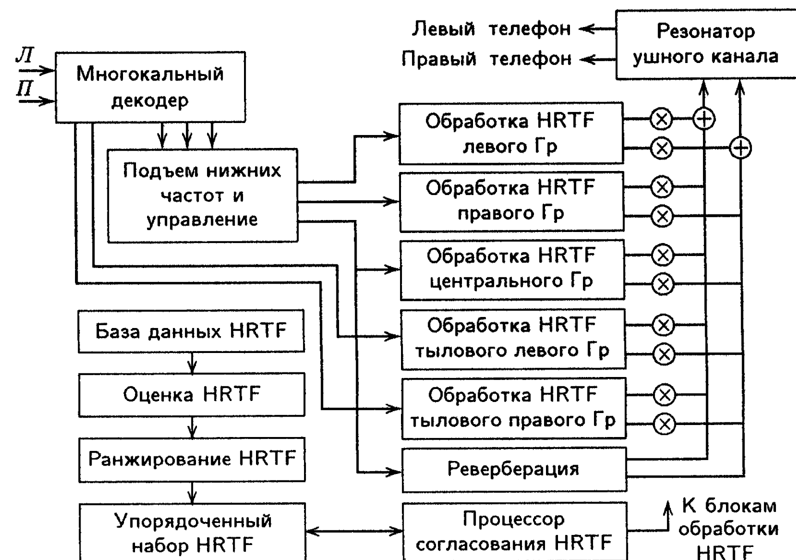



**Рис. 8.56.** Схема процессора передаточных функций головы (HRTF)

ных функций головы (с учетом дифракции на ушных раковинах, голове и торсе, фильтрации в ушном канале и др ), а также когда значительно возросли мощности и быстродействие цифровых процессоров Пример схемы такого процессора показан на рис 8 56. Его применение позволяет обеспечить вынос стереообраза из головы, создать широкую пространственную перспективу и обеспечить чрезвычайно реалистическое звучание Наиболее современная технология BSR позволяет отслеживать поворот головы слушателя с соответствующим перемещением пространственной панорамы Стереотелефоны с цифровыми процессорами такого типа, обычно совмещенные с Dolby-декодером, выпускают фирмы AKG, Koss, Sony и др Например, модель HEARO999 фирмы AKG имеет цифровой приемник с частотой 434 МГц, совмещенный с Dolby-декодером с системой шумоподавления, встроенным цифровым процессором IVA для моделирования пространственной системы Dolby Digital в



**Рис. 8.57.** Модель стереотелефона HEARO 999 фирмы AKG со встроенными в приемник процессорами

стереотелефонах, индивидуальной подстройкой передаточных функций головы, выбором различных тембров звучания и др (рис 8 57)

**Активное подавление шумов** в стереотелефонах производится при помощи встроенного миниатюрного микрофона внутри телефона для записи внешнего шума и цифрового процессора, который генерирует шумовой сигнал с обратной фазой Уровень подавления может составлять 10 дБ для низких частот Такой вид обработки сигнала полезен для работы со стереотелефонами в шумном окружении, например при работе на улице с высоким уровнем транспортного шума и др

**Добавление низких частот** (force-feedback) для создания добавочного ощущения низких частот на стереотелефоне укрепляется специальный вибратор который генерирует вибрации в такт с низкочастотными составляющими музыкального сигнала Такие телефоны применяются для популярной музыки и для игр

Теория расчета и проектирования стереотелефонов использует те же методы что и для головок громкоговорителей (с учетом особого вида внешней нагрузки) на низких частотах для приближенной оценки применяются методы электромеханических аналогий [1 2 40] на средних и высоких используются точные численные методы и компьютерное моделирование для анализа структуры звукового поля создаваемого в ушной раковине и слуховом канале Пример эквивалентной схемы электродинамического телефона показан на рис 8 58 Принятые в ней параметры следующие $m_{\mathrm{MD}}$ $S_{\mathrm{D}}$ — масса и площадь диафрагмы $C_{\mathrm{MS}}$ $r_{\mathrm{MS}}$ — гибкость и сопротивление потерь в подвесе $m_{\mathrm{AM}}$ $r_{\mathrm{AM}}$ $C_{\mathrm{AV}}$ — масса сопротивление потерь и гибкость воздуха внутри корпуса $C_{\mathrm{AU}}$ — гибкость воздуха в слуховом канале $Z_{\mathrm{AU}}$ — входное сопротивление уха При этом определение технических параметров которые применяются при проектировании стереотелефонов имеет некоторые специфические особенности вызванные способом их нагрузки

**Технические характеристики стереотелефонов.** Минимальные требования к электроакустическим параметрам стереотелефонов методы их измерения и оценки качества звучания изложены в международных документах IEC(МЭК) 268 4 7 581 4 10 268 4 13 и в справочнике



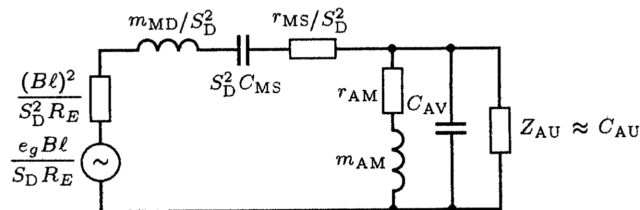



**Рис. 8.58.** Эквивалентная схема электродинамического телефона

[40] Так же, как и у других излучателей (громкоговорителей, звуковых колонок и др ), основным критерием линейных искажений является форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) звукового давления Под *амплитудно-частотной характеристикой звукового давления* понимается зависимость от частоты уровня звукового давления, развиваемого телефоном либо на входе слухового канала, либо на барабанной перепонке, при подведении к нему синусоидального сигнала или полосового шума Учитывая особенности работы стереотелефонов, АЧХ измеряют либо при помощи зонда, помещенного в слуховой канал на «искусственной голове», либо методом сравнения громкости в свободном звуковом поле сигналов от громкоговорителя и стереотелефона, одетого на уши слушателя, либо при помощи измерений на специальном устройстве называемом «искусственным ухом» (ИУ) Схематический поперечный разрез ИУ представлен на рис 8 59 Искусственное ухо представляет собой камеру, состоящую из трех полостей, соединенных между собой через узкие щели и отверстия Объемы полостей соответственно равны $V_1 = 2{,}5$ см$^3$, $V_2 = 1{,}8$ см$^3$ $V_3 = 7{,}5$ см$^3$ В ИУ входит измерительный конденсаторный микрофон (приемник звукового давления) Модуль полного входного сопротивления ИУ в диапазоне частот 50 10000 Гц соответствует модулю входного сопротивления среднего человеческого уха Звуковое давление развиваемое телефоном в камере ИУ преобразуется микрофоном в напряжение которое усиливается микрофонным усилителем и регистрируется на самописце Запись производится в логарифмическом масштабе при постоянстве напряжения на входе телефона Запись АЧХ можно производить и при подведении шумового сигнала Необходимо отметить что в отличие от громкоговорителей форма АЧХ у телефонов не должна быть плоской поскольку сигнал попадающий в слуховой канал при работе громкоговорителя должен пройти обработку на ушных раковинах и в слуховом канале Типовая форма АЧХ стереотелефона показана на рис 8 60

Из измеренной таким образом АЧХ определяется *неравномерность* т е разница между максимальным и минимальным уровнем звукового давления в заданном (номинальном) диапазоне частот которая обычно находится в пределах 6 20 дБ Кроме того в каталогах на стереотелефоны задаются следующие параметры

- чувствительность (Sensitivity) — уровень звукового давления раз

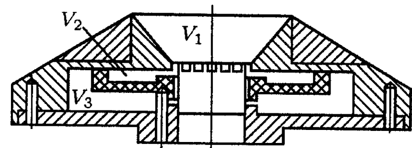



**Рис. 8.59.** Прибор для измерения стереотелефонов «искусственное ухо»

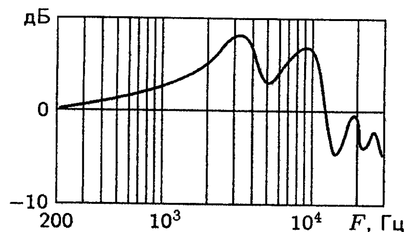



**Рис. 8.60.** Типовая форма АЧХ стереотелефона

виваемого телефоном при 1 мВт входной мощности. В современных телефонах она находится в пределах 90...105 дБ/мВт;

- суммарный коэффициент гармоник (harmonic distortion) — при уровне звукового давления 94 дБ он обычно составляет 1 %, однако имеются конструкции, где он равен 0,2 %;
- максимальная шумовая (паспортная) входная мощность (max input power), в современных стереотелефонах она находится в пределах 100...1000 мВт;
- модуль полного электрического сопротивления (rated impedance) на частоте 500 Гц, находится обычно в пределах 100...600 Ом.

В качестве примера можно привести технические характеристики высококачественного динамического стереотелефона фирмы AKG K501: чувствительность 94 дБ/мВт; диапазон частот 16 Гц...30 кГц; максимальная входная мощность 200 мВт; номинальный импеданс 120 Ом.

Кроме измерения объективных характеристик, проводится экспертная оценка таких параметров, как качество звучания и комфортность при эксплуатации. Методика проведения таких экспертиз определяется стандартом МЭК 268-13. Обычно оценка качества звучания проводится методом парного сравнения с эталонными стереотелефонами по семибальной шкале. Необходимо отметить, что качество звучания современных высококачественных стереотелефонов обеспечивает современный уровень требований к аппаратуре HI-FI, т.е. максимальный реализм и натуральность звучания.

## Контрольные вопросы

1. Привести определение терминов «громкоговоритель», «акустическая система», «головка громкоговорителя».
2. Дать классификацию акустических систем по областям применения.
3. Объяснить состав и назначение основных элементов АС
4. Привести основные виды электродинамических громкоговорителей, объяснить их принцип действия. Показать основные элементы и их назначение.
5. Объяснить основы устройства электростатических и пьеэокерамических громкоговорителей.
6. Объяснить основное назначение корпуса акустической системы и его влияние на характеристики АС в области низких, средних и высоких частот.
7. В чем состоит принцип действия следующих видов низкочастотных оформлений: бесконечный экран, закрытый корпус, корпус с фазоинвертором, с пассивным излучателем, типа лабиринт и трансмиссионная линия, типа «полосового» фильтра, типа свернутого рупора.



8. Объяснить роль и назначение фильтрующе-корректирующих цепей в акустических системах. Активные и пассивные фильтры в АС, их преимущества и недостатки.
9. Определить область применения и принципы построения эквивалентных электрических схем АС методом электромеханических аналогий.
10. Дать определение передаточной функции, АЧХ и ФЧХ в АС.
11. Эквивалентные акустические и электрические схемы акустической системы с закрытым низкочастотным оформлением. Привести определение основных элементов.
12. Полное электрическое сопротивление громкоговорителя в закрытом корпусе. Привести формулу и объяснить характер его изменения в различных частотных диапазонах.
13. Расчет параметров АС под заданный громкоговоритель. Объяснить порядок расчета.
14. Эквивалентная акустическая и электрическая схемы акустической системы с фазоинверсным оформлением. Определить основные элементы. Объяснить порядок расчета параметров АС с фазоинверсным оформлением.
15. Показать и объяснить ход кривой частотной характеристики входного сопротивления АС с фазоинверсным оформлением.
16. Объяснить особенности работы рупорных громкоговорителей. Дать определение принципу акустической трансформации, привести формулу для критической частоты.
17. Объяснить особенности работы основных видов рупорных громкоговорителей.
18. Привести классификацию стереотелефонов. Объяснить особенности их измерений.
19. Показать принципы работы стереотелефонов для пространственных систем звукопередачи.

*Глава 9*

# Звуковые системы радиовещания и телевидения

## 9.1. Качество звучания

Предположим, что мы находимся в концертном зале *1* с хорошей акустикой и слушаем звучание оркестра. Эта ситуация условно представлена на рис. 9.1. На эстраде расположены исполнители (их положение отмечено крестиками). Звуковые волны приходят к ушам слушателя *3* от каждого из музыкальных инструментов по разным путям. Прежде всего приходит прямая звуковая волна, так как она распространяется по кратчайшему пути. Вслед за ней поступает множество звуковых волн, отраженных от поверхностей помещения. Совокупность отраженных звуковых волн образует *реверберационный процесс* в помещении. Благодаря ему звучание инструментов и голосов кажется нам более богатым в тембральном отношении и тоньше нюансированным. Реверберационный процесс помещения также определяет и слуховую оценку акустических свойств помещения, присущей помещению гулкости и специфической окраске звучания.

Реверберационный процесс в помещении имеет сложную спектральную и временну́ю структуру. Отраженные звуковые волны поступают к

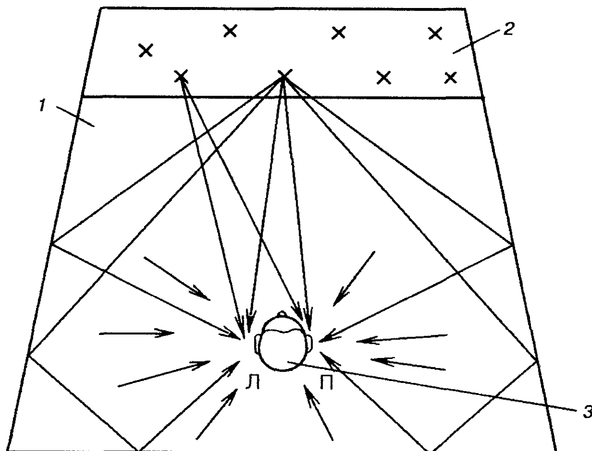



**Рис. 9.1.** Реверберационный процесс в концертном зале



ушам слушателя с разных направлений. Пространственность прихода отзвуков уменьшает их взаимное маскирующее действие друг на друга. Следствием этого является улучшение условий для обработки этой совокупности пространственных сигналов в слуховой системе человека, а это в свою очередь улучшает условия восприятия акустической обстановки помещения, свойственной ему окраски и гулкости звучания, способствует более точной оценке тембров инструментов и голосов. Важно отметить и то, что сложные звуковые сигналы на левом и правом ушах слушателя (Л, П) не тождественны. Они имеют разные временны́е структуры, различные пространственные и спектральные особенности.

Бинауральная пара звуковых сигналов определяет всю совокупность ощущений, свойственных естественному слушанию. Основными ощущениями или признаками качества звучания являются следующие:

1. Пространственное впечатление, объемность, протяженность звучания. Ощущение расположения отдельных источников звука оркестра в разных точках пространства как по фронту, так и по глубине. Местоположение источников звука — музыкальных инструментов может быть достаточно четко локализовано в пространстве, однако число одновременно воспринимаемых фронтальных направлений и звуковых планов по глубине невелико. Обычно в том и другом случае не более двух-трех.

2. Прозрачность или раздельность звучания. Прозрачность звучания определяется способностью слушателя выделять и раздельно воспринимать инструменты, голоса или их группы на фоне звучащего ансамбля.

3. Естественность и богатство тембров инструментов и голосов.

4. Музыкальное равновесие, баланс громкостей отдельных составных частей звукового образа.

5. Восприятие акустической обстановки помещения, концертного зала, свойственных ему особенностей звучания — гулкости, теплоты, мягкости, светлости, звонкости и т.п. Каждый такой признак качества включает обычно несколько более простых ощущений.

## 9.2. Назначение системы звукопередачи

*Система звукопередачи* предназначена для возможно более полной передачи совокупности ощущений из первичного помещения (студии, концертного зала) во вторичное — жилую комнату радиослушателя или телезрителя. Акустические характеристики этих помещений очень сильно отличаются друг от друга, что создает дополнительные трудности при передаче и оказывает существенное влияние на структуру собственно звуковой системы Система звукопередачи должна представлять широкие возможности для реализации творческой фантазии звукорежиссера, в том числе и для создания звуковых эффектов, осуществить которые трудно или даже невозможно в условиях естественного слушания. Поэтому звукопередача — это не пассивное отображение звукового поля

студии, а процесс активной творческой переработки звукорежиссером исходного множества первичных ЗС, создания на приемной стороне системы звукопередачи нового звукового поля, может быть даже непохожего на исходное, но обеспечивающего полноценное слуховое восприятие, свойственное тому или иному способу звукопередачи.

## 9.3. Оценка качества звучания

*Качество звучания* — это совокупность ощущений, отличающих один способ звукопередачи или воспроизведения от другого Оценка качества звучания — трудоемкий и ответственный процесс.

Достаточно часто в основе оценки качества звучания лежит ESP-модель*. В соответствии с ней процесс слухового восприятия условно разделяют на два функциональных этапа — анализ и синтез Схема этого процесса изображена на рис. 9 2. Слева стрелками изображено звуковое воздействие. Далее показан этап анализа совокупности ощущений, т.е. множества простых ощущений 1, 2, 3,..., $k$, объединяемых при слуховом анализе в группы. Эти группы ощущений образуют основные статистически независимые признаки качества, свойственные звучанию данного вида. Число основных статистически независимых признаков качества обычно невелико — не более трех, четырех. Именно этот ограниченный набор основных признаков качества и определяет в конечном итоге его обобщенную оценку

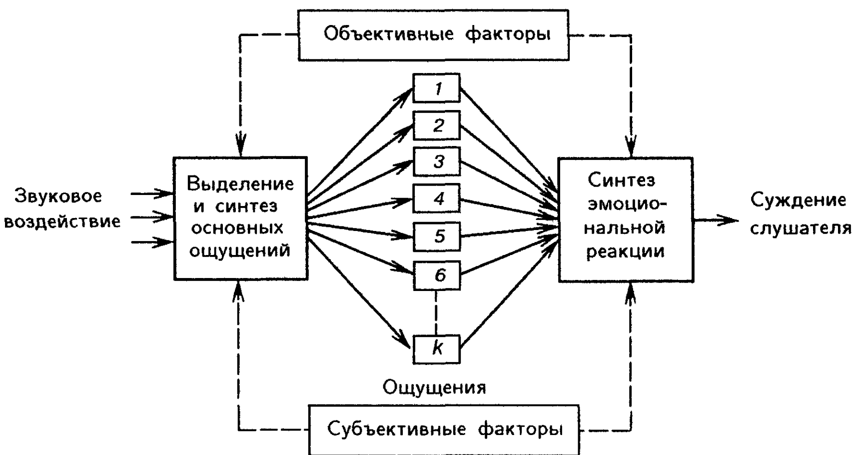



**Рис. 9.2.** Обобщенная модель формирования эмоциональной реакции слушателя на звуковое воздействие

* Название модели происходит от английских слов Emotional response (эмоциональная реакция) Sensation (ощущение), Physical characteristics (физическая характеристика)



На этапе синтеза выделенные основные ощущения объединяются в единый звуковой образ и формируется реакция слушателя на исходное звуковое воздействие. Указанные процессы анализа и синтеза и лежат в основе эстетического восприятия непрерывно изменяющейся во времени и пространстве «живой» звуковой картины.

Для обобщенной оценки качества звучания $Q$ в психофизике довольно часто используют линейную многомерную модель вида

$$Q = \sum_{i=1}^{k} \omega_i F_i, \tag{9.1}$$

где $F_i$ — величины основных статистически независимых ощущений или признаков качества, оцениваемые чаще всего в баллах по специальным психологическим (психофизическим) шкалам; $\omega_i$ — весовые коэффициенты, которые определяют значимость каждого основного ощущения при формировании общей оценки качества звучания.

Размерность пространства данной модели равна числу $k$ основных ощущений. Величины этих статистически независимых ощущений откладывают вдоль соответствующих им осей многомерной ортогональной системы координат В рассматриваемом случае обобщенной оценке качества звучания $Q$ (9 1) соответствует точка многомерного пространства

Каждому виду звучания (моно-, стерео-, псевдостерео-, квазистерео-, стереоамбиофоническому и т д ) соответствует свой набор основных статистически независимых признаков качества и свои значения весовых коэффициентов в модели обобщенной оценки качества звучания. Вид звучания — моно-, стерео-, квазистерео- и т д. — определяется структурой системы звукопередачи Отдельные устройства системы звукопередачи могут вносить определенные искажения, которые изменяют лишь значения основных признаков качества и весовые коэффициенты, вследствие чего меняется и обобщенная оценка $Q$ качества звучания Все это затрудняет оценку потенциальных возможностей исследуемой системы звукопередачи По этой причине устройства, входящие в состав системы звукопередачи, не должны вносить искажения, лежащие выше порогов их слуховой заметности, если речь идет об оценке потенциальных возможностей последней

Качество звучания оценивают при помощи экспертиз чаще всего *методом парных сравнений* Существуют два подхода к проведению экспертиз Качество звучания оценивают либо по признакам (в данном случае эксперт вписывает в анкету ощущения, возникающие у него при восприятии указанного вида звучания, например, в терминах, смысл которых потом уточняется в индивидуальной беседе), либо оценивают качество звучания в целом по предпочтительности, не разделяя его на отдельные признаки (эксперт отмечает в анкете, какое звучание из предъявляемых он предпочитает)

*Предпочтительностью* называется выраженное в процентах число экспертопоказаний за данную систему (при сравнении с другой) к об-

щему их числу. Для количественной оценки качества звучания в целом или величин ощущений используют психофизические шкалы и особые методы обработки результатов экспертиз. На результаты экспертиз влияют звуковой материал, состав экспертной группы, условия и методика проведения экспертизы, шкалы оценки, корректность математической обработки результатов экспертных оценок.

## 9.4. Обобщенная структурная схема системы звукопередачи

**Основные форматы звуковых сигналов.** Обобщенная структурная схема звуковой системы радиовещания и телевидения изображена на рис. 9.3. Как и любая система звукопередачи, она состоит из двух основных частей: одна находится на стороне передачи, а другая — на стороне приема звуковой информации. Каждая из них представляет собой разомкнутую звуковую систему. В противоположность этому системы звукоусиления являются замкнутыми.

На рисунке используются следующие обозначения:

1, 2, 3,..., $N$ — входные каналы первичных звуковых сигналов ($N$ – число таких первичных сигналов); $x_i(t)$ — $i$-й первичный сигнал. Множество таких первичных сигналов $\{x_i(t)\}_N$ поступает от микрофонов и с выходов многоканального магнитофона. Каждый первичный сигнал формирует на стороне воспроизведения (жилая комната радиослушателя или телезрителя) свой источник звука (действительный или кажущийся), являющийся составной частью сложного звучания;

Ф — совокупность устройств для формирования и обработки звуковых сигналов: регуляторы уровня (установочные и оперативные), коммутационные и смесительные устройства, панорамно-кодирующие устройства (регуляторы направления и протяженности стереопанорамы), регуляторы АЧХ, эквалайзеры, ревербераторы, аппаратура для записи и воспроизведения звука и т.д.; большая часть этих устройств входит в состав пульта звукорежиссера;

$n$ — число раздельных каналов передачи звуковых сигналов на приемную сторону системы, обычно $N$ существенно больше $n$;

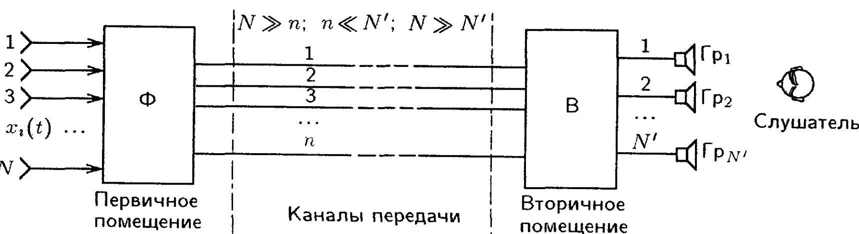



**Рис. 9.3.** Обобщенная структурная схема звуковых систем радиовещания и телевидения



В — совокупность устройств для воспроизведения звуковых сигналов на приемной стороне системы звукопередачи;

$N'$ — число каналов воспроизведения;

Гр$_1$, Гр$_2$,..., Гр$_{N'}$ — громкоговорители системы воспроизведения (СВ).

Получателем информации является слушатель.

Системы звукопередачи классифицируют прежде всего по числу каналов передачи $n$. Различают одно- и многоканальные или стереофонические ($n \geqslant 2$) системы.

Из многообразия звуковых систем, предложенных разными авторами на определенных этапах развития звукотехники, наиболее жизнеспособными и распространенными в настоящее время оказались следующие.

*Обычная одноканальная монофоническая система передачи*, содержащая в помещении воспроизведения один громкоговоритель. В такой системе нет каких-либо дополнительных отдельных каналов для передачи и воспроизведения в жилом помещении реверберационных компонентов сигналов. Сигнал, излучаемый громкоговорителем, содержит оптимальное с позиций слухового восприятия соотношение сигналов прямых звуков и их реверберирующих продолжений. Качество звучания, обеспечиваемое данным способом передачи звука из первичного помещения (студии, концертного зала) во вторичное (жилое) помещение, наихудшее. Однако в силу своей простоты данный способ передачи звука и сегодня является широко распространенным, особенно при проведении информационных передач.

Условное обозначение монофонического формата воспроизведения звука «1/0», где первая цифра (1) означает число раздельных каналов для воспроизведения звуковых сигналов, содержащих как прямые, так и отраженные звуки в оптимальном соотношении, а цифра 0 — число каналов, служащих только для воспроизведения реверберирующих сигналов (рис. 9.4,*а*). Условное обозначение системы звукопередачи N-1-1-1.

*Квазистереоамбиофоническая система звукопередачи* условно обозначаются как N-1-1-2, формат звуковых сигналов «1/2» (рис. 9.4,*б*).

*Обычная двухканальная стереофоническая система* содержит два раздельных канала передачи звука и два канала для воспроизведения этих сигналов в жилом помещении. Никаких дополнительных преобразований сигналов стереопары в помещении воспроизведения не производится, за исключением регулирования громкости, тембров по нижним и верхним частотам и стереобаланса.

Важно отметить две особенности, присущие сигналам обычной стереофонии. Во-первых, *совместимость* — сумма левого и правого сигналов стереопары должна давать полноценное монофоническое звучание; во-вторых, левый и правый сигналы стереопары содержат как сигналы прямых звуков, так и их реверберационные продолжения, и что самое существенное — имеют примерно одинаковое соотношение энергий сигналов прямых и отраженных звуков в каждом из каналов стереопары.

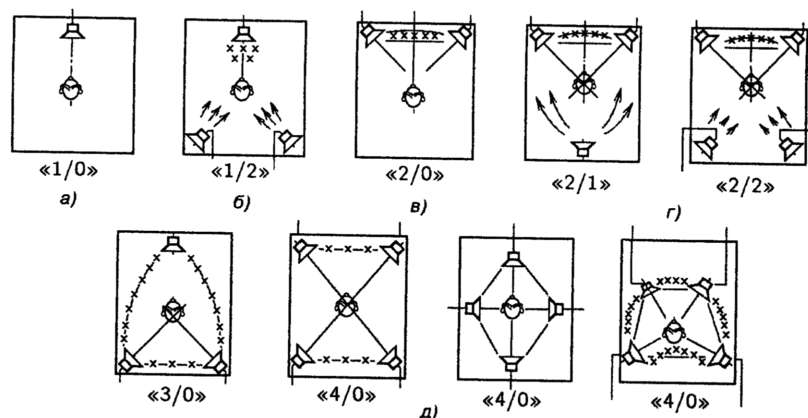



**Рис. 9.4.** Основные звуковые форматы и системы воспроизведения: *а* — система воспроизведения монофонической звукопередачи, звуковой формат «1/0»; *б* — система воспроизведения квазистереофонической звукопередачи, формат «1/2»; *в* — система воспроизведения обычной стереофонической звукопередачи, формат «2/0»; *г* — системы воспроизведения стереоамбиофонической звукопередачи, форматы «2/1» и «2/2»; *д* — системы воспроизведения матричных стереофонических звукопередач, форматы «3/0» и «4/0»

Условное обозначение системы звукопередачи N-2-2-2; формат звукопередачи «2/0» (рис. 9.4,*в*).

Двухканальные системы повышенного качества звучания имеют два канала передачи и четыре или пять каналов для воспроизведения звуковых сигналов. Распространены следующие разновидности этих систем:

- *стереоамбиофонические системы*, имеющие фронтальную и тыловую пары громкоговорителей (рис. 9.4,*г*). Фронтальная пара громкоговорителей воспроизводит полноценный стереофонический сигнал обычной двухканальной системы передачи. Тыловая пара громкоговорителей (два или один) воспроизводит в основном сигналы реверберации. Условное обозначение системы N-2-2-3 или N-2-2-4, звуковые форматы «2/1» и «2/2» (рис. 9.4,*г*);
- *матричные системы передачи* представлены на рис. 9.4,*д*. В настоящее время в число наиболее распространенных входят системы, разработанные фирмой Dolby Lab. К настоящему времени известно несколько их разновидностей (см. разд. 9.13). Из систем, разработанных в России, к этому классу относятся «Суперфон-35» (аналог Dolby Surround) и ABC Stereo. Условное обозначение системы звукопередачи Dolby Stereo имеет вид N-4-2-4 или N-4-2-5 (Dolby Pro Logic), а системы ABC Stereo — N-2-4 или N-2-5 Расположение громкоговорителей в системе ABC Stereo — N-2-4 (звуковой формат «4/0») или при наличии громкоговорителя центрального фронтального канала N-2-5 (рис. 9,5,*а*,*б*) Возможные положения кажущихся источников звука (КИЗ) обозначены на рис 9.4 и 9.5 крестиками.



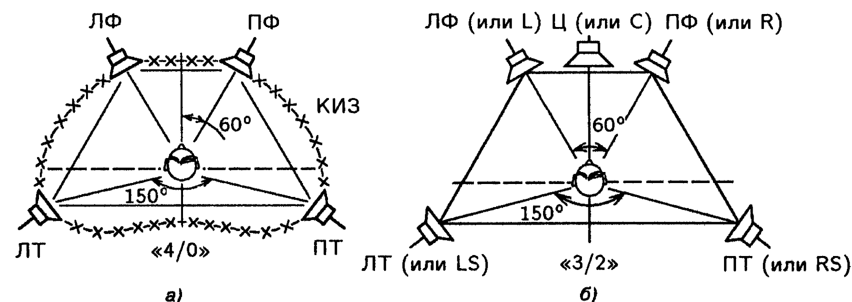



**Рис. 9.5.** Система воспроизведения ABC Stereo: ЛФ, ПФ — левый и правый фронтальные громкоговорители; ЛТ, ПТ — левый и правый тыловые громкоговорители; L, R, C — левый, правый, центральный громкоговорители; LS, RS — левый и правый громкоговорители, излучающие левый и правый сигналы «окружения»

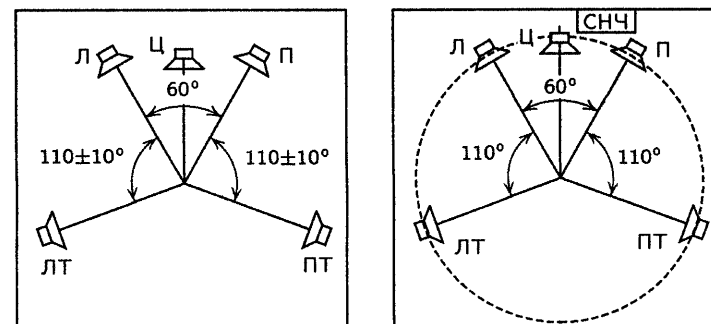



**Рис. 9.6.** Рекомендуемое ITU-R расположение громкоговорителей в помещении прослушивания для многоканальной стереофонии: *а* — формат «3/2»; *б* — по рекомендации 775; Л, Ц, П — левый, центральный и правый громкоговорители

Для систем *многоканальной стереофонии* рекомендуемое ITU-R расположение громкоговорителей в помещении прослушивания показано на рис. 9.6.

## 9.5. Одноканальные системы звукопередачи

К основным разновидностям одноканальных систем относятся:

- монофоническая, для которой $N = N' = 1$;
- система объемного звучания, для которой $n = 1$, $N' > 1$;
- моноамбиофонические с $n = 1$, $N' > 1$;
- псевдостереофонические с $n = 1$, $N' = 2$;
- квазистереофонические с $n = 1$, $N' = 2$.

Из этой совокупности систем передачи остановимся лишь на первой, которая представляет практический интерес. Остальные системы в настоящее время не применяются.

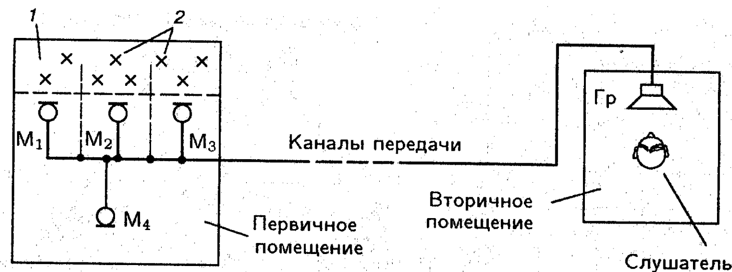



**Рис. 9.7.** Структурная схема монофонической системы звукопередачи

Структурная схема монофонической системы звукопередачи изображена на рис. 9.7. В студийном помещении расположены исполнители *2* (на эстраде *1*) и микрофоны $M_1, \ldots, M_4$ (на особенностях их размещения останавливаться не будем, так как эта проблема имеет самостоятельное значение). При помощи студийного оборудования из множества исходных первичных сигналов звукорежиссер формирует с его точки зрения полноценный одноканальный звуковой сигнал, который называется *монофоническим.* С помощью единственного канала этот сигнал передается на приемную сторону системы и воспроизводится одним громкоговорителем (Гр). Такое звучание называется *монофоническим.*

Все звуки при воспроизведении исходят из единственного источника — громкоговорителя. Это относится как к сигналам прямых звуков, так и к сигналам реверберационного процесса студии. Таким образом, панорама оркестра при воспроизведении оказывается сжатой в одну точку. Поскольку механизмы пространственной демаскировки сигналов не работают, то прозрачность звучания и восприятие акустической обстановки студии оказываются значительно хуже, чем при слушании в концертном зале с хорошей акустикой. Качество звучания здесь наихудшее. Однако система очень проста. Она рекомендуется для передачи речевых информационных сигналов.

## 9.6. Обычная стереофоническая система звукопередачи

Обычная стереофоническая система звукопередачи имеет два независимых канала передачи (рис. 9.8,*а*). Исходное множество первичных сигналов $\{x_i(t)\}_N$ источников звука преобразуется в левый $Л(t)$ и правый $П(t)$ сигналы стереопары по правилу

$$Л(t) = \sum_{i=1}^{N} a_{1i}(t)x_i(t - \Delta\tau_{1i});$$
$$П(t) = \sum_{i=1}^{N} a_{2i}(t)x_i(t - \Delta\tau_{2i}), \qquad (9.2)$$



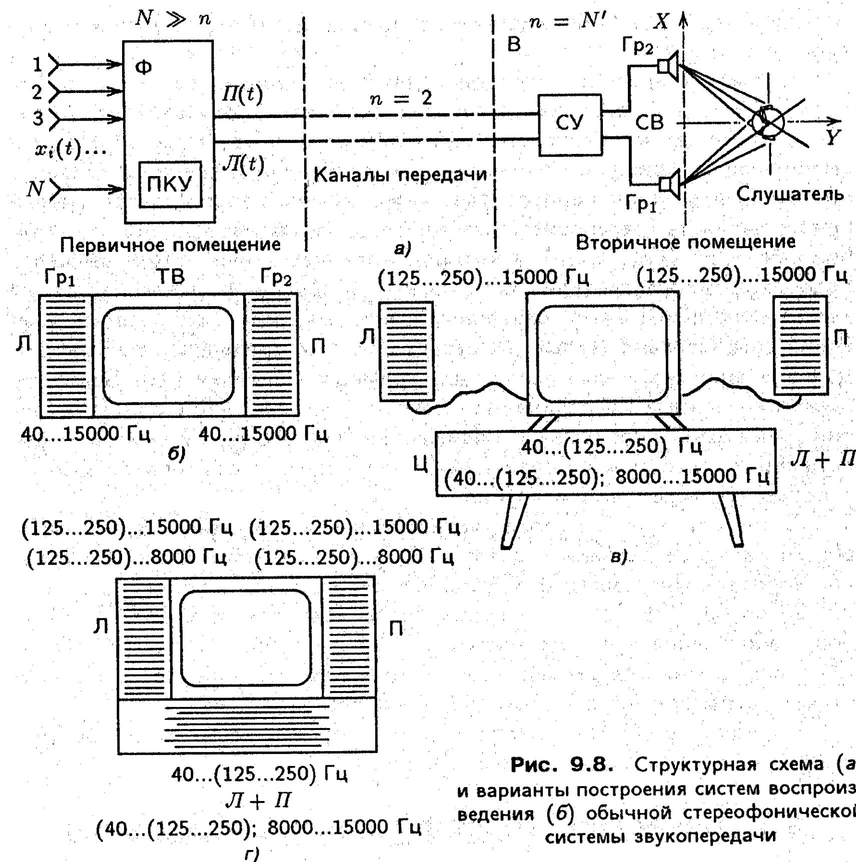



**Рис. 9.8.** Структурная схема (*а*) и варианты построения систем воспроизведения (*б*) обычной стереофонической системы звукопередачи

где $a_{1i}$, $a_{2i}$ и $\Delta\tau_{1i}, \ldots, \Delta\tau_{2i}$ — пары коэффициентов кодирования и временные сдвиги для $i$-го первичного сигнала $x_i(t)$, формирующего при воспроизведении $i$-й источник звука стереопанорамы. Значения этих параметров однозначно определяют местоположение $i$-го звукового образа на линии базы громкоговорителей $Гр_1$ и $Гр_2$. Синтез (формирование) сигналов стереопары $Л(t)$ и $П(t)$ выполняется при помощи панорамно-кодирующего устройства (ПКУ) или микрофонных систем типа АВ, XY и MS (см. гл. 7).

Сигналы $Л(t)$ и $П(t)$ по двум раздельным каналам передачи поступают на соответствующие входы тракта воспроизведения. В его состав входят двухканальный стереофонический усилитель (СУ) и система воспроизведения (СВ), содержащая два громкоговорителя $Гр_1$ и $Гр_2$, обычно располагаемых на некотором расстоянии друг от друга перед слушателем (С). Никакие дополнительные преобразования над сигналами стереопары здесь не выполняются: левый громкоговоритель $Гр_1$ излучает сигнал $Л(t)$, а правый $Гр_2$ — сигнал $П(t)$. Декодирование

сигналов $Л(t)$ и $П(t)$ осуществляется непосредственно в слуховом анализаторе человека.

Сигналы стереопары воспроизводятся при помощи разнесенной СВ, состоящей из двух одинаковых громкоговорителей, устанавливаемых перед слушателем на некотором расстоянии друг от друга (рис. 9.8,*а*); совмещенной СВ (рис. 9.8,*б*) — громкоговорители $Гр_1$ и $Гр_2$ конструктивно объединены в одном корпусе, где также обычно располагается и электрическая часть стереоприемника, телевизора, магнитофона и т.п.; комбинированной (рис. 9.8,*в*), в которой низкочастотные звенья левого и правого громкоговорителей объединены, а средне- и высокочастотные звенья выполнены в виде отдельных выносных громкоговорителей, имеющих сравнительно малые размеры (здесь же приведены рекомендуемые значения граничных частот для громкоговорителей СВ). Варианты комбинированных СВ отличаются друг от друга тем, что в одном случае они совмещены с корпусом ТВ приемника (рис. 9.8,*г*), а в другом — выполнены в отдельных конструкциях, что в ряде случаев гораздо удобнее с потребительской точки зрения.

В последние годы особое распространение получают СВ, имеющие общий канал сверхнизких частот (СНЧ) и соответствующий ему громкоговоритель (называемый Subwoofer), работающий в полосе частот от 20...25 до 80...125 Гц, и два громкоговорителя левого и правого каналов, работающие в полосе частот от 125 до 18000...20000 Гц. Такая СВ очень удобна для размещения в жилой комнате, при этом Subwoofer может располагаться в любом месте жилого помещения.

Наряду с громкоговорителями для воспроизведения сигналов $Л(t)$ и $П(t)$ часто используют стереотелефоны.

## 9.7. Качество стереофонического звучания

Качество монофонического и обычного стереофонического звучаний оценивается методом парных сравнений. В процессе сравнения каждый эксперт должен описать различие монофонического и стереофонического звучаний. Для описания своих ощущений эксперты использовали более, чем 50 терминов. Однако после уточнения их содержания все их многообразие было сведено в семь групп ($i = 1, 2, ..., 7$). В табл. 9.1 приведены признаки качества стереофонического звучания.

Кроме самих групп признаков качества важное значение имеют частости $\omega_i$ их употребления. Величины $\omega_i'$ и $\omega_i''$ оценивают значимость (вес) каждого из этих признаков в модели обобщенной оценки качества звучания, причем $i = 1, 2, ..., 7$. Здесь $\omega_i'$ и $\omega_i''$ — средние значения частостей употребления экспертами каждого из терминов соответственно для групп квалифицированных (музыканты, звукорежиссеры, студенты с музыкальным образованием) и обычных (студенты, не обладающие дефектами слуха, предварительно обученные) слушателей.

Все группы признаков качества (см. табл. 9.1), кроме последнего ($i = 7$), значимы. Однако они не являются статистически независимыми



Таблица 9.1

| Признак качества | Номер группы $i$ | $\omega_i'$ | $\omega_i''$ |
|---|---|---|---|
| 1. Ширина звуковой панорамы | 1 | 0,13 | 0,24 |
| 2. Объемность звучания | 2 | 0,14 | 0,9 |
| 3. Прозрачность, четкость, раздельность звучания различных инструментов или их групп | 3 | 0,2 | 0,09 |
| 4. Естественность и богатство тембров инструментов и голосов | 4 | 0,22 | 0,17 |
| 5. Передача басовых звуков оркестра без излишней гулкости | 5 | 0,18 | 0,15 |
| 6. Заметность шумов и помех | 6 | 0,12 | 0,04 |
| 7. Слишком общий термин, не относящийся к одной из этих групп | 7 | 0,01 | 0,21 |

факторами. Например, максимальной частости появления оценок экспертов по группе терминов 3 соответствует также значение максимальной оценки по группам терминов 1 и 2. Поэтому можно предположить, что число основных статистически независимых признаков качества существенно меньше. Косвенным подтверждением этого является также малое число признаков качества, одновременно выделяемых экспертом.

Для выделения основных статистически независимых признаков качества из исходной их совокупности (1, 2, 3,..., 7) используется стандартная процедура факторного анализа*. В табл. 9.2 приведены значения основных признаков качества стереофонического звучания, полученные в результате этой процедуры. Как видно из таблицы, каждому основному признаку качества соответствуют два ряда цифр. Первый (верхний) ряд относится к группе квалифицированных экспертов, а второй (нижний) — к группе обычных слушателей. Полученные результаты представлены также графически на рис. 9.9. Здесь изображены факторные оси трех статистически независимых признаков качества. Квадраты представляют собой группы исходной совокупности признаков качества 1, 2, 3,...,7. Показаны также проекции каждого такого признака качества на факторные оси. Результаты соответствуют группе квалифицированных экспертов.

Таблица 9.2

| Основные признаки качества | Группа признаков качества $i$ | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| $F_1$ — пространственное впечатление и прозрачность звучания | 0,301<br>0,321 | 0,762<br>0,681 | 0,874<br>0,760 | 0,151<br>−0,176 | 0,021<br>0,298 | −0,371<br>−0,010 |
| $F_2$ — естественность и богатство тембров, гулкость басов | −0,910<br>−0,827 | 0,258<br>0,280 | −0,211<br>0,190 | 0,546<br>0,684 | 0,702<br>0,812 | −0,04<br>0,391 |
| $F_3$ — чистота звучания | −0,188<br>−0,374 | −0,026<br>−0,340 | 0,017<br>0,090 | −0,105<br>−0,124 | −0,307<br>−0,152 | 0,684<br>0,640 |

* Основные ее этапы описаны, например, в книге К. Иберла. Факторный анализ. — М. Статистика, 1980.

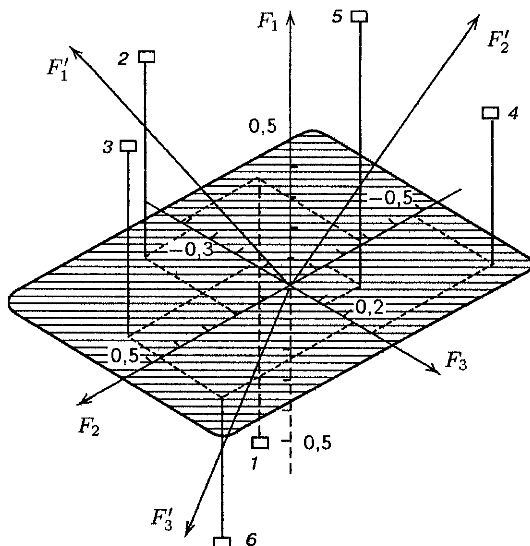



**Рис. 9.9.** К геометрической интерпретации основных признаков качества стереофонического звучания (группа квалифицированных экспертов)

Таблица 9.3

| Компонента стереоэффекта | Значимость $w_i$ для квалифицированных экспертов | Значимость $w_i$ для обычных слушателей |
|---|---|---|
| Пространственное впечатление, ширина панорамы, объемность звучания | 0,27 | 0,34 |
| Прозрачность звучания (ясность, четкость) | 0,2 | 0,03 |
| Естественность и богатство тембров, гулкость басов | 0,4 | 0,32 |
| Чистота звучания | 0,12 | 0,04 |

Следующим этапом является процедура интерпретации выделенных основных статистически независимых признаков качества или, иначе говоря, установление соответствия каждого основного фактора определенному признаку качества или ощущению Результаты интерпретации представлены в табл. 9 3. Здесь же приведены значения весовых множителей $\omega_i$ для каждого из них, показывающие их значимость при обобщенной оценке качества $Q$ (9.1) звучания При этом основной фактор $F_1$ разделен на две составляющие

Немаловажным фактором при стереовоспроизведении является возможность воздействия на слушателя направленностью прихода звуков, что позволяет подчеркнуть конфликтность различных тем, их объединение, сопоставление, противопоставление и т п Это — важный фактор усиления эмоционального воздействия передачи, несвойственный монофоническому воспроизведению, где все источники звука, составляющие ансамбль, воспринимаются слушателем из одной точки — громкоговорителя.



Качество стереовоспроизведения настолько велико, что оно является предпочтительным для подавляющего числа слушателей и уверенно опознается последними (более, чем в 85 % случаев). Отметим, что стереофоническое звучание предпочитается монофоническому даже при худших параметрах качества каналов стереопары: свыше 85 % слушателей предпочитают стереофоническое звучание с полосой частот 50...10000 Гц монофоническому с полосой частот 30...15000 Гц; предпочтительность стереовоспроизведения сохраняется даже при сокращении полосы частот до 100...6400 Гц. Стереофоническое звучание при коэффициенте гармоник до 20 % предпочитается неискаженному монофоническому звучанию несмотря на то, что такие искажения уверенно заметны на слух. Порог заметности помех при стереовоспроизведении составляет около −60 дБ, однако при отношении сигнал-помеха 35...40 дБ стереофонический режим работы приемника предпочитается монофоническому, хотя при этом на слух уверенно заметны помехи.

## 9.8. Стереофонический эффект

**Общие сведения.** Анализ большого числа экспериментальных данных убедительно доказывает, что восприятие всех сопутствующих стереофоническому эффекту признаков качества возможно, пока звуковые образы, составляющие стереопанораму, разнесены в пространстве, а реверберационные продолжения сигналов стереопары различны. При этом решающее значение при восприятии стереофонического эффекта играют механизмы пространственного слуха человека и прежде всего механизмы образования кажущихся источников звука, их локализации и пространственной демаскировки.

**Локализация кажущегося источника звука.** Рассмотрим особенности образования и локализации звуковых образов при обычном стереовоспроизведении. Предположим, что слушатель находится на оси симметрии $Y$ системы воспроизведения $Гр_1$ и $Гр_2$, а излучаемые громкоговорителями сигналы $Л$ и $П$ не имеют различий по времени ($\Delta\tau = 0$) и уровню ($\Delta N = 0$) и получены от одного и того же источника звука $M$ (рис. 9.10). Громкоговорители $Гр_1$ и $Гр_2$ включены синфазно. В этом случае звучания обоих громкоговорителей сливаются в единый звуковой образ, который кажется слушателю расположенным посередине линии базы громкоговорителей в точке 0. Этот звуковой образ является кажущимся, его появление возможно, если сигналы, излучаемые громкоговорителями, статистически связаны (коррелированны). По мере снижения коэффициента корреляции между канальными сигналами КИЗ локализуется все менее четко, его протяженность увеличивается, и при уменьшении коэффициента корреляции $R(\Delta\tau)$ сигналов $Л$ и $П$ до значения 0,05 0,15 наступает разрыв КИЗ на два действительных источника

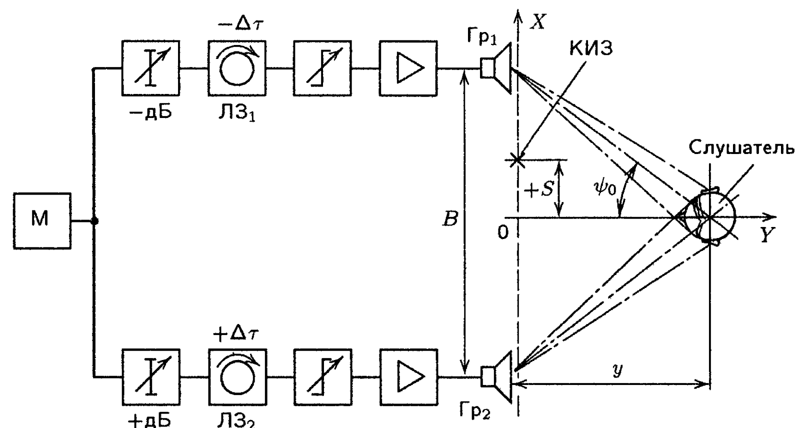



**Рис. 9.10.** Экспериментальная установка для изучения особенностей локализации КИЗ: ЛЗ$_1$, ЛЗ$_2$ — линии задержки; М — магнитофон

звука. Последние воспринимаются раздельно и локализуются соответственно в позициях левого (Гр$_1$) и правого (Гр$_2$) громкоговорителей.

Феномен образования КИЗ, возможность его локализации в разных точках пространства — наиболее яркая особенность стереовоспроизведения, определяющая такой его признак качества, как пространственное впечатление. Локализация КИЗ включает оценку азимута и расстояния до источника звука. Глубинная локализация КИЗ изучена недостаточно: не в полной мере выявлены стимулирующие ее факторы, не разработаны модели этого механизма слуха, адекватные восприятию.

Положение КИЗ на линии базы громкоговорителей (оценка его азимута) зависит только от временны́х и интенсивностных различий между сигналами, достигающими ушей слушателя. Эти различия могут быть обусловлены либо свойствами сигналов *Л* и *П* стереопары ($\Delta N$ и $\Delta\tau$), либо местом расположения слушателя относительно громкоговорителей ($\Delta N_{x,y}$, $\Delta\tau_{x,y}$, где $x$ и $y$ — координаты слушателя). При дальнейшем рассмотрении смещение КИЗ ($S$, см. рис. 9.10) вправо от центра базы будем считать положительным ($+S$), а влево — отрицательным ($-S$).

**Интенсивностная стереофония** ($\Delta\tau = 0$, $\Delta N \neq 0$), симметричное расположение слушателя относительно громкоговорителей ($x = 0$, $y \neq 0$). Зависимости, характеризующие смещение КИЗ под действием разности уровней $\Delta N$ сигналов *Л* и *П*, для разных условий проведения эксперимента представлены на рис 9.11. Здесь по оси ординат отложено относительное смещение $S/(B/2)$ кажущегося источника звука в долях полубазы $B/2$, а по оси абсцисс — значения $\Delta N$ в децибелах, определяемые как $20\lg(p_{зв2}/p_{зв1})$, где $p_{зв1}$ и $p_{зв2}$ — звуковые давления, развиваемые соответственно правым и левым громкоговорителями СВ.

Характер зависимостей $S/(B/2) = f_1(\Delta N)$ на рис. 9.11 для всех типов вещательных сигналов (речевых и музыкальных) одинаков. Ве-



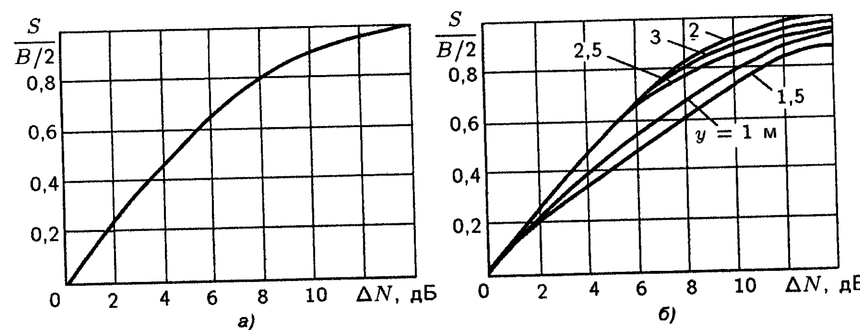



**Рис. 9.11.** Зависимость относительного смещения КИЗ от разности уровней при $\Delta\tau = 0$ и $x = 0$

дение $\Delta N$ сопровождается перемещением КИЗ от своего первоначального положения ($S = 0$ при $\Delta N = 0$) в сторону громкоговорителя, излучающего сигнал с большим уровнем. При $\Delta N = 12...16$ дБ КИЗ локализуется практически в позиции громкоговорителя и дальнейшее увеличение $\Delta N$ не вызывает его дальнейшего перемещения.

Величина относительного смещения $S/(B/2)$ КИЗ при $\Delta N = \text{const}$ не зависит от расстояния $y$ между слушателем и линией базы Гр$_1$ и Гр$_2$ для малых баз ($B = 0{,}8...1{,}8$ м, рис. 9.11,*а*). Поэтому здесь представлены результаты, усредненные по $y$.

Для относительно больших баз ($B \geqslant 2{,}8$ м) это утверждение справедливо только при $y \geqslant B$ (рис. 9.11,*б*). При приближении слушателя к системе воспроизведения на расстояние $y < B$ наблюдается (при $\Delta N = \text{const}$) смещение КИЗ, тем меньшее, чем ближе расположен слушатель к линии базы громкоговорителей.

Реверберационный процесс помещения прослушивания (из-за эффекта предшествования) практически не влияет на азимутальное положение КИЗ, но приводит к увеличению протяженности последнего (вследствие снижения корреляции между воспринимаемыми сигналами), что снижает точность локализации КИЗ.

**Временна́я стереофония** ($\Delta N = 0$, $\Delta\tau \neq 0$), симметричное положение слушателя относительно громкоговорителей системы воспроизведения ($x = 0$, $y \neq 0$). При введении временно́го сдвига $\Delta\tau$ КИЗ смещается в сторону громкоговорителя, излучающего опережающий сигнал. Перемещение КИЗ с увеличением $\Delta\tau$ носит монотонный характер только для сигналов, спектры мощности которых не имеют ярко выраженных неоднородностей распределения энергии по частоте (рис. 9.12,*а*). При изменении $\Delta\tau$ от 0 до 0,8...1,2 мс наблюдается быстрое перемещение КИЗ до $(0{,}7...0{,}8)B/2$, дальнейшее увеличение $\Delta\tau$ до $\Delta\tau'_{пор} = 30...150$ мс, соответствующей разрыву КИЗ на два действительных источника звука, сопровождается медленным его перемещением на участке $(0{,}7...0{,}8)B/2...B/2$. Для сигналов, спектры мощности которых имеют ряд энергетических пиков, зависимость $S/(B/2) = f_2(\Delta\tau)$

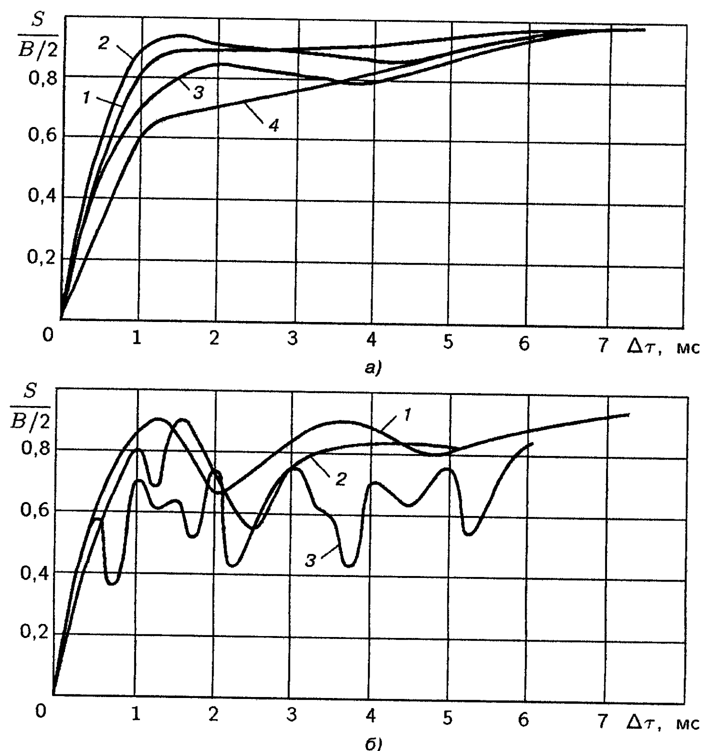



**Рис. 9.12.** Зависимость относительного смещения КИЗ от временной разности сигналов стереопары для сигналов с достаточно однородным спектром мощности (*а*, где *1* — арфа; *2* — рояль; *3* — труба; *4* — кастаньеты) и неравномерным распределением мощности по частоте (*б*, где *1* — женская речь; *2* — флейта, *3* — скрипка) при $B = 1{,}8$ м; $\Delta\tau = 0$; $x = 0$; $y = 1{,}5$ м

носит ярко выраженный индивидуальный характер. В этом случае монотонное перемещение КИЗ наблюдается только на начальном участке кривой $S/(B/2) = f_2(\Delta\tau)$, где $\Delta\tau < 0{,}5...1{,}0$ мс (рис. 9.12,*б*). В интервале же временны́х задержек от 0,5...1,0 до 5...7 мс наблюдается неоднократное возвращение КИЗ к центру базы с ростом $\Delta\tau$. Однако величина этих «колебаний» уменьшается с увеличением $\Delta\tau$ и уже при $\Delta\tau = 5...7$ мс становится незначительной.

Увеличение временно́й разности сопровождается уменьшением корреляции между сигналами *Л* и *П*, что приводит к ухудшению четкости локализации. С ростом $\Delta\tau$ (при $\Delta\tau > 5...7$ мс) в звучании появляется гулкость, растет протяженность КИЗ, которая при $\Delta\tau \approx \Delta\tau'_{\text{пор}}$ становится равной $B$. Распад КИЗ (при $\Delta N = 0$) наступает при коэффициенте корреляции сигналов стереопары $R(\Delta\tau) = 0{,}05...0{,}1$. Значения $\Delta\tau'_{\text{пор}}$ для разных типов вещательных сигналов приведены в табл. 9.4

**Смешанная стереофония** ($\Delta N \neq 0$, $\Delta\tau \neq 0$), симметричное по-



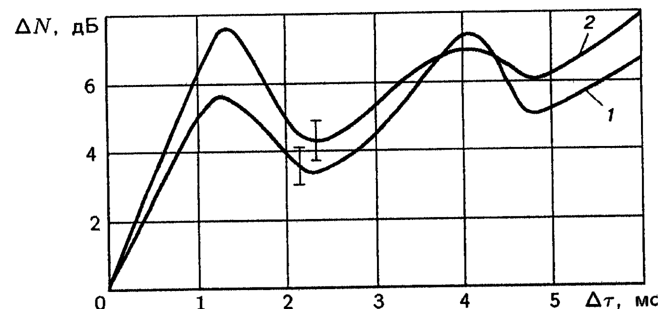



**Рис. 9.13.** Связь временного ($\Delta\tau$) и интенсивностного ($\Delta N$) факторов ($B = 1{,}8$ м; $y = 1{,}8$ м и $x = 0$ м): *1* — кривая компенсации; *2* — та же самая зависимость, полученная при поочередном действии $\Delta\tau$ и $\Delta N$

Таблица 9.4

| Вид вещательного сигнала | $\Delta\tau'_{\text{пор}}$, мс | $\Delta\tau''_{\text{пор}}$, мс | Вид вещательного сигнала | $\Delta\tau'_{\text{пор}}$, мс | $\Delta\tau''_{\text{пор}}$, мс |
|---|---|---|---|---|---|
| Кастаньеты | 30 | 4 | Речь женская | 50 | 5...8 |
| Ксилофон | 50 | 5 | Скрипка | 100 | 9...12 |
| Барабан малый | 50 | 5 | Альт | 100 | 9...12 |
| Барабан большой | 50 | 6 | Рояль | 100 | 12...16 |
| Коробочка | 40 | 6 | Кларнет | 100 | 16...20 |
| Бубен | 40 | 6 | Виолончель | 100 | 21...30 |
| Речь мужская | 50 | 5...7 | | | |

ложение слушателя относительно громкоговорителей системы воспроизведения. В этом случае оценка азимута КИЗ определяется совместным независимым действием на орган слуха величин $\Delta N$ и $\Delta\tau$. Компенсация временно́го сдвига $\Delta\tau$ разностью уровней $\Delta N$ (рис. 9.13, кривая *1*) возможна до тех пор, пока $\Delta\tau < \Delta\tau''_{\text{пор}}$. Значение $\Delta\tau''_{\text{пор}}$, при котором наступает распад КИЗ, также зависит от структуры сигнала, причем всегда значительно меньше $\Delta\tau'_{\text{пор}}$ (см. табл. 9.4). При компенсации распад КИЗ наступает при $R(\Delta\tau) \approx 0{,}15...0{,}2$. Совместное действие $\Delta\tau$ и $\Delta N$ (кривая *1*) сопровождается следующими изменениями в слуховой оценке:

1) при $\Delta\tau < 3...4$ мс опережающий и задержанные сигналы формируют компактный, четкий КИЗ; протяженность КИЗ составляет 10...20 см и не изменяется с введением $\Delta N$. Такое восприятие будем называть устойчивым слиянием опережающего и задержанного сигналов;

2) при $3...4 < \Delta\tau < 7...15$ мс локализация КИЗ затруднена, звучание приобретает гулкость и объемность. С ростом $\Delta\tau$ (особенно при попытке компенсации временно́го фактора разностью уровней) начинает изменяться протяженность КИЗ. Она максимальна, если КИЗ расположен в центре базы громкоговорителей, когда действие $\Delta\tau$ скомпенсировано разностью уровней. Образование КИЗ в данном случае возможно еще при любых значениях $\Delta\tau$ Это область почти устойчивого слияния опережающего и задержанного сигналов;

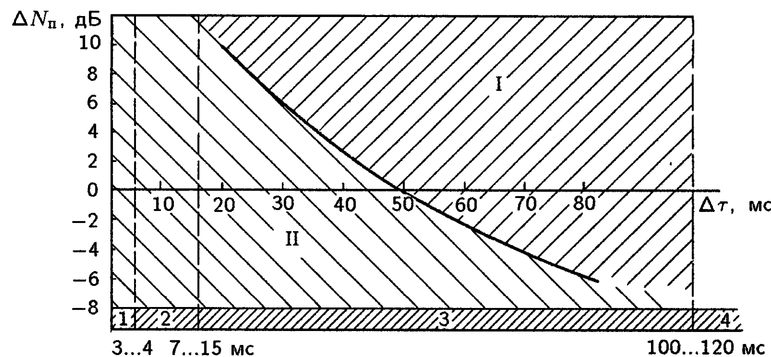



**Рис. 9.14.** Зависимость порогового значения интенсивностной разности $\Delta N_п$, вызывающей разрыв КИЗ, от $\Delta\tau$: I, II — области соответственно раздельного и слитного восприятий звучаний Гр$_1$ и Гр$_2$

3) при 7...15 < $\Delta\tau$ < 100...120 мс слияние обоих сигналов и образование КИЗ возможно, если $\Delta N = N_{зап} - N_{оп} < \Delta N_п$, где $N_{зап}$ и $N_{оп}$— уровни запаздывающего и опережающего сигналов; $\Delta N_п$ — пороговое значение $\Delta N$, соответствующее распаду КИЗ. Зависимость $\Delta N_п$ от $\Delta\tau$ представлена на рис. 9.14. Она соответствует речевому КИЗ, получена при $B = 2{,}4$ м и $y = B$ ($x = 0$). При приближении $\Delta N$ (компенсирующей действие $\Delta\tau$) к $\Delta N_п$ протяженность КИЗ возрастает и при $\Delta N = \Delta N_п$ становится равной величине базы. Область выше кривой соответствует распаду КИЗ и раздельному восприятию звучаний двух действительных источников звука — громкоговорителей. Этот временно́й интервал — область неустойчивого слияния опережающего и задержанного сигналов;

4) при $\Delta\tau > 100...120$ мс слияние невозможно, слушатель воспринимает раздельно звучание двух действительных источников звука — громкоговорителей, если превышается порог слышимости.

Приведенные выше числовые значения соответствуют речевому сигналу. Для сигналов других типов качественно картина не изменяется, возникают лишь те или иные количественные изменения.

**Асимметричное положение слушателя** относительно громкоговорителей системы воспроизведения. При боковом смещении $x$ слушателя (рис. 9.15,*а*) появляются дополнительные интенсивностные $\Delta N_{x,y}$ и временны́е $\Delta\tau_{x,y}$ различия сигналов, поступающих от громкоговорителей в точку прослушивания $A(x,y)$:

$$\Delta N_{x,y} = 20\lg\frac{\ell_1(x,y)D_2(\psi_2)}{\ell_2(x,y)D_1(\psi_1)};\quad \Delta\tau_{x,y} = \frac{\ell_1(x,y)-\ell_2(x,y)}{c_{зв}}, \qquad (9.3)$$

где $\ell_1(x,y) = \sqrt{(B/2+x)^2+y^2}$, $\ell_2(x,y) = \sqrt{(B/2-x)^2+y^2}$ — расстояния до Гр$_1$ и Гр$_2$; $B$ — размер базы громкоговорителей; $x$, $y$ — координаты слушателя; $c_{зв}$ — скорость звука; $D_1(\psi_1)$, $D_2(\psi_2)$ — значения



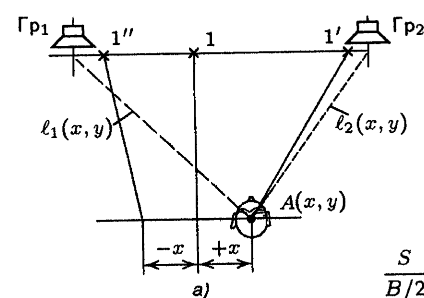



**Рис. 9.15.** Пример бокового смещения слушателя (*а*) и зависимость относительного смещения КИЗ от бокового смещения слушателя при $\Delta\tau = 0$, $B = 2{,}8$ м, $y = 2$ м (*б*)

характеристик направленности левого (Гр$_1$) и правого (Гр$_2$) громкоговорителей соответственно для углов $\psi_1$ и $\psi_2$.

Оба фактора $\Delta N_{x,y}$ и $\Delta\tau_{x,y}$ действуют в согласии, вызывая смещение КИЗ в сторону ближайшего к слушателю громкоговорителя. Основную роль при этом играет $\Delta\tau_{x,y}$. Однако нельзя пренебрегать и влиянием $\Delta N_{x,y}$, особенно при малых значениях $y$ и больших значениях $x$. Влияние бокового смещения слушателя на локализацию КИЗ показано на рис. 9.15,*б*. Перемещение КИЗ начинает ощущаться только при достижении определенного значения $\Delta N$, компенсирующего действие на орган слуха величин $\Delta\tau_{x,y}$, $\Delta N_{x,y}$ (там, где это еще не приводит к распаду КИЗ). Неизменность форм кривых на рис. 9.15,*б* свидетельствует о независимости действия на орган слуха временны́х и интенсивностных различий и позволяет характеризовать местоположение каждой кривой величиной $\Delta N_0$, необходимой для возвращения КИЗ в центр базы громкоговорителей. На рис. 9.16,*а* приведены кривые зависимости $\Delta N_0$ от $x$, а на рис. 9.16,*б* представлена зависимость $\Delta N_0$ от размеров базы громкоговорителей. Момент перехода КИЗ через центр базы громкоговорителей характеризуется наибольшим разбросом экспертопоказаний. Штриховой линией показаны аппроксимированные значения $\Delta N_0$.

**Коэффициент эквивалентности.** Величины $\Delta N$ и $\Delta\tau$ эквивалентны по действию их на орган слуха. Определенные пары значе-

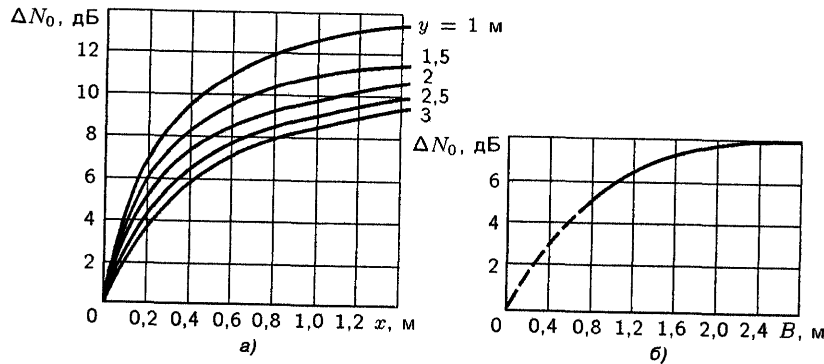



**Рис. 9.16.** Влияние бокового смещения x слушателя на величину компенсирующей интенсивностной разности: *а* — при различных $y$ и $B = 2{,}8$ м; *б* — при разных значениях базы ($x = 0{,}5$ м; $y = 2$ м)

ний $\Delta N'$ и $\Delta\tau'$ могут вызывать одно и тоже смещение КИЗ от своего первоначального положения. Их отношение называют *коэффициентом эквивалентности:*

$$K(x) = \Delta N'(x,y)/\Delta\tau'(x,y), \tag{9.4}$$

где $\Delta N'(x,y)$ и $\Delta\tau'(x,y)$ — соответственно интенсивностное и временно́е различия сигналов громкоговорителей, необходимые для возвращения КИЗ в центр базы при расположении слушателя в точке с координатами $x$ и у. Значение $K(x)$ не зависит от размеров базы $B$ громкоговорителей, расстояния до нее, если $y > 1$ м, и составляет около 10 дБ/мс при $x = 0$; резко уменьшается с увеличением $x$, составляя уже при $x = 1$ м около 1,5 дБ/мс. Экспериментальная зависимость (сплошная линия на рис. 9.17,*а*) хорошо аппроксимируется выражением

$$K(x) = [2/(x + 0{,}2)] - 0{,}3. \tag{9.5}$$

Здесь $x$ выражено в метрах. Величина $K(x)$ постоянна для КИЗ, расположенных в средней части стереопанорамы (рис. 9.17,*б*). Для КИЗ, удаленных от центра базы более, чем на $0{,}8B/2$, значение $K(x)$ несколько уменьшается.

Используя понятие коэффициента эквивалентности, нетрудно при одновременном действии на орган слуха $\Delta N$, $\Delta\tau$, $\Delta N_{x,y}$, $\Delta\tau_{x,y}$ перейти к чисто интенсивностной

$$\Delta N_э = \Delta N + \Delta N_{x,y} + K(x)(\Delta\tau + \Delta\tau_{x,y}) \tag{9.6}$$

или чисто временно́й стереофонии

$$\Delta\tau_э = \Delta\tau + \Delta\tau_{x,y} + (\Delta N + \Delta N_{x,y})/K(x) \tag{9.7}$$

и затем по зависимостям $S/(B/2) = f_1(\Delta N)$ и $S/(B/2) = f_2(\Delta\tau)$, полученным соответственно при $\Delta\tau = 0$ и $x = 0$ или $\Delta N = 0$ и $x = 0$, найти относительное смещение $S/(B/2)$ кажущегося источника звука



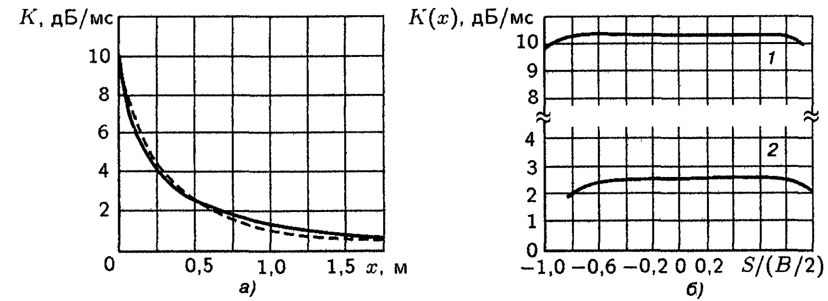



**Рис. 9.17.** Коэффициент эквивалентности в функции: *а* — бокового смещения слушателя (штриховая линия — аппроксимация выражением (9.5)); *б* — положения КИЗ на линии базы громкоговорителей при симметричном (*1*) и асимметричном (*2*) положениях слушателя ($x = 0{,}5$ м; $y = 2$ м; $B = 1{,}8$ м)

Здесь $\Delta N_э$ и $\Delta\tau_э$ — эквивалентные значения разности уровней и времени запаздывания, вызывающие такое же смещение КИЗ от центра базы громкоговорителей, как и совместно действующие величины $\Delta N$, $\Delta N_{x,y}$, $\Delta\tau$, $\Delta\tau_{x,y}$.

**Пространственная звуковая панорама.** Совокупность кажущихся источников звука, различающихся по положению в пространстве, образует пространственную звуковую панораму (или стереопанораму). Все вышеизложенное справедливо и для множества КИЗ при условии, что каждый из них формирует пара коррелированных сигналов $Л_i$ и $П_i$. В то же время корреляционная связь между сигналами $Л(t)$ и $П(t)$, формирующих множество пространственно разнесенных КИЗ, практически отсутствует. Каждой паре сигналов $Л_i$ и $П_i$ соответствуют те или иные значения $\Delta N_i$ и $\Delta\tau_i$, которые и определяют положение $i$-го КИЗ на линии базы громкоговорителей. Локализация кажущихся источников звука, составляющих стереопанораму, взаимонезависима.

Появление $\Delta N_{x,y}$ и $\Delta\tau_{x,y}$ при асимметричном положении слушателя относительно $Гр_1$ и $Гр_2$ сопровождается смещением КИЗ от своего исходного положения и возникновением вследствие этого пространственных искажений. Наглядное представление о характере последних дает рис. 9.18. Начальное положение КИЗ, соответствующее симметричному положению слушателя ($x = 0$ и $y = 1{,}5$ м), обозначено цифрами *1–5* и показано в левой части рисунка. Из рис. 9.18 следует, что наибольшее смещение от своего первоначального положения претерпевают КИЗ в средней части стереопанорамы (источники *2–4*) КИЗ, находящиеся вблизи позиций громкоговорителей (*1*-й и *5*-й), подвержены пространственным искажениям в меньшей степени, вследствие нелинейности зависимостей $S/(B/2) = f_1(\Delta N)$ и $S/(B/2) = f_2(\Delta\tau)$. Источники звука, расположенные в позициях $Гр_1$ и $Гр_2$, являются действительными и пространственным искажениям не подвержены

Пространственные искажения достигают максимума при $x = B/2$, т.е. когда слушатель находится напротив одного из громкоговорителей.

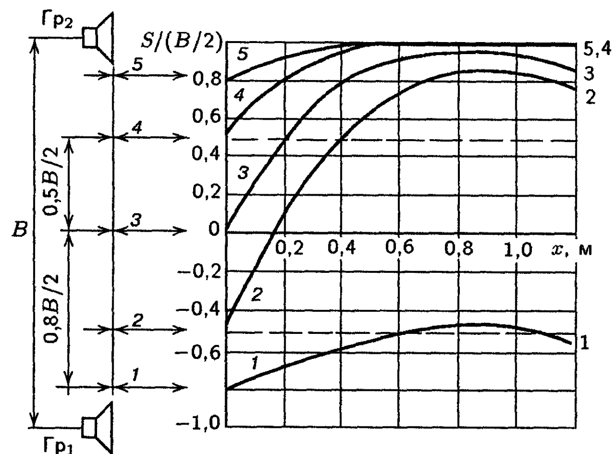



**Рис. 9.18.** Пространственные искажения стереопанорамы при боковом смещении слушателя относительно громкоговорителей ($B$ = 1,8 м; $y$ = 1,5 м)

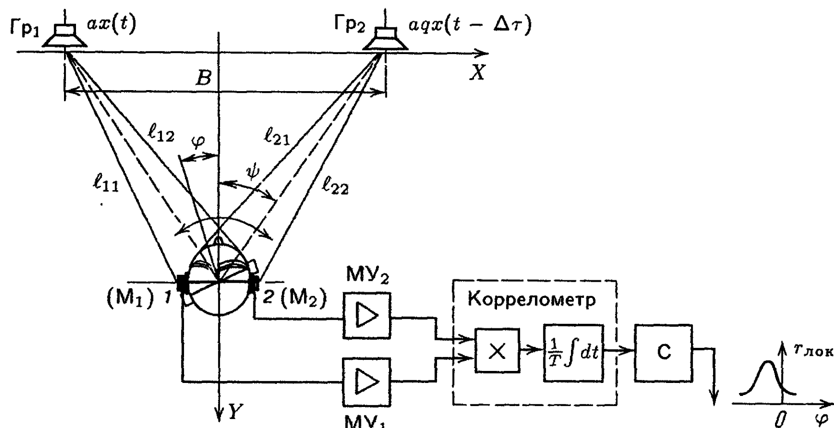



**Рис. 9.19.** К определению функции локализации $r_{\text{лок}}$

При этом наблюдается разрыв стереопанорамы на две части: большая часть КИЗ локализуется в направлении ближайшего громкоговорителя, остальные — в области наиболее удаленного громкоговорителя.

Появление пространственных искажений стереопанорамы неизбежно сопровождается нарушением баланса громкостей КИЗ, особенно заметным для крайних источников, ухудшением прозрачности звучания и как следствие этого снижением предпочтительности стереовоспроизведения.

**Аналитические методы расчета азимутальной локализации кажущегося источника звука.** Известно множество методов оценки



азимута КИЗ: от наиболее простых — закон «синусов» до наиболее сложных — корреляционные, энергетический, волновой. В качестве примера рассмотрим метод оценки азимута КИЗ, основанный на модели корреляционного пеленгования (рис. 9.19). Направление на КИЗ в этой модели совпадает с угловым положением максимума функции взаимной корреляции $r_{\text{вз}}$ бинауральной пары сигналов, воспринятых микрофонами $M_1$ и $M_2$:

$$r_{\text{вз}}(\varphi) = r_1(\Delta\tau_{12,11}) + r_2(\Delta\tau_{11,22} - \Delta\tau) + \\ + r_3(\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau) + r_4(\Delta\tau_{21,22}) = r_{\text{лок}}. \tag{9.8}$$

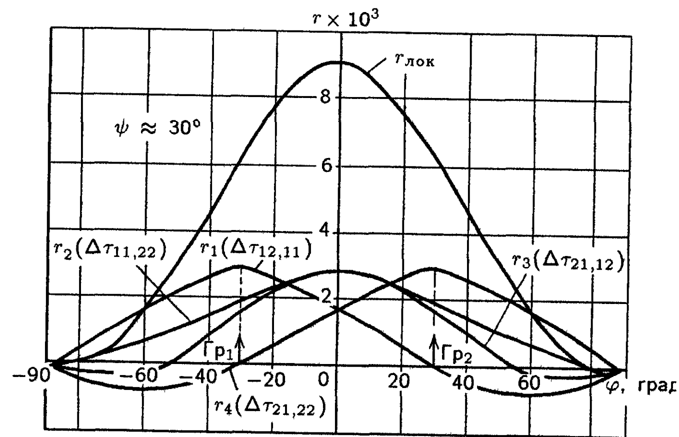
Она является суммой четырех корреляционных функций. В этом выражении первое слагаемое $r_1(\Delta\tau_{12,11})$ характеризует воздействие сигнала левого громкоговорителя на левое *1* и правое *2* уши слушателя; четвертое слагаемое $r_4(\Delta\tau_{21,22})$ — то же самое, но для сигнала правого громкоговорителя Гр$_2$. Второе слагаемое $r_2(\Delta\tau_{11,22} - \Delta\tau)$ — результат воздействия сигнала Гр$_1$ на левое ухо *1* и сигнала Гр$_2$ — на правое ухо *2*. Третье слагаемое $r_3(\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau)$ — результат перекрестного воздействия сигналов Гр$_1$ и Гр$_2$ соответственно на правое *2* и левое *1* уши слушателя. В (9.8) $\Delta\tau_{12,11}$; $\Delta\tau_{11,22} - \Delta\tau$; $\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau$; $\Delta\tau_{21,22}$ — временны́е разности соответствующих пар бинауральных сигналов, поступающих от Гр$_1$ и Гр$_2$ на левое *1* и правое *2* уши слушателя. Они являются функцией угла $\varphi$ поворота входного устройства корреляционного пеленгатора (см. рис. 9.19) и $\Delta\tau$.

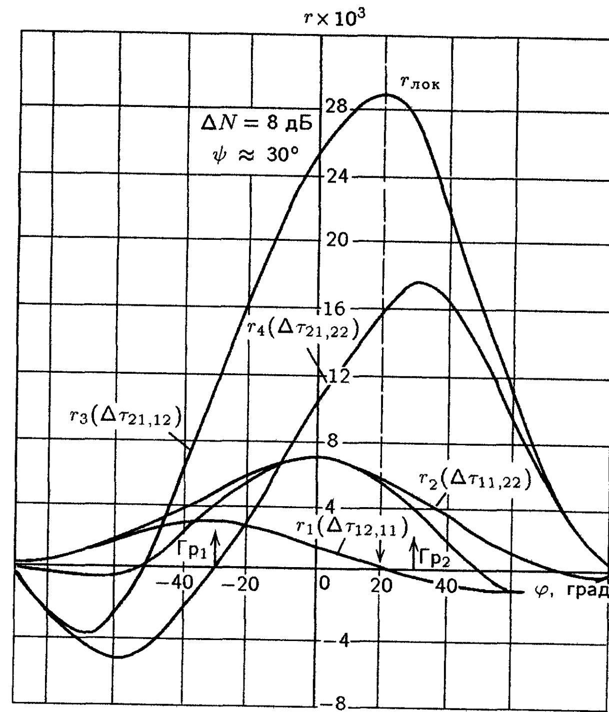
Зависимость $r_{\text{вз}} = f(\varphi)$ называют функцией локализации $r_{\text{лок}}$. Если сигналы, излучаемые Гр$_1$ и Гр$_2$, имеют вид $ax(t)$ и $aqx(t - \Delta\tau')$ и представляют собой белый шум в полосе частот от $\omega_1$ до $\omega_2$, то их функция корреляции

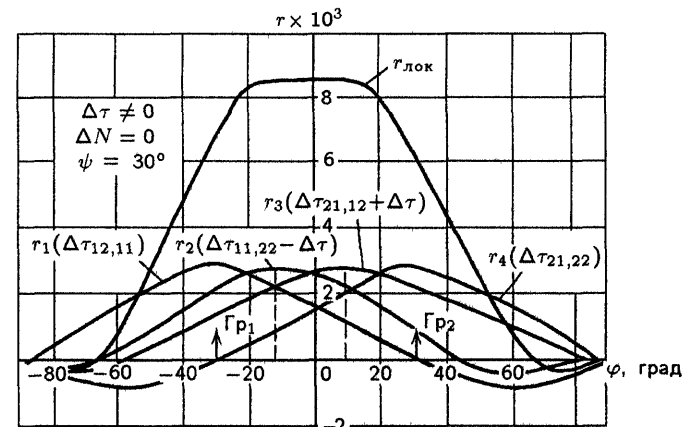
$$r(\Delta\tau') = \frac{a^2 q\Delta\omega}{2}\frac{\sin(\Delta\omega\Delta\tau'/2)}{\Delta\omega\Delta\tau'/2}\cos(\omega_0\Delta\tau'), \tag{9.9}$$

где $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ — полоса круговых частот; $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$ — средняя круговая частота. Расчетные выражения для вычисления составляющих $r_1(\Delta\tau_{12,11})$; $r_2(\Delta\tau_{11,22} - \Delta\tau)$; $r_3(\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau)$; $r_4(\Delta\tau_{21,22})$, аналогичны выражению (9.9). Разница состоит лишь в том, что для каждой из них существует свое максимальное значение, равное $a^2\Delta\omega/2$ для $r_1(\Delta\tau_{12,11})$; $a^2q^2\Delta\omega/2$ для $r_4(\Delta\tau_{21,22})$; $a^2q\Delta\omega/2$ для $r_2(\Delta\tau_{11,22}) - \Delta\tau)$ и $r_3(\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau)$, а также свой временно́й сдвиг $\Delta\tau'$, указанный для них в круглых скобках. Заметим, что при $\Delta\tau' \neq 0$ или $\Delta\tau_{x,y} \neq 0$ получение правильных результатов возможно при замене временно́го сдвига на эквивалентное значение разности уровней с учетом коэффициента эквивалентности (рис. 9.20). В противном случае мы имеем результат, показанный на рис. 9.20,*в*.

При достаточно высокой средней частоте ($F_0 > 1000$ Гц) полосы шума каждое из слагаемых функции локализации $r_{\text{лок}}$, вычисленное по выражению (9.9), становится многозначным ввиду быстрого изменения



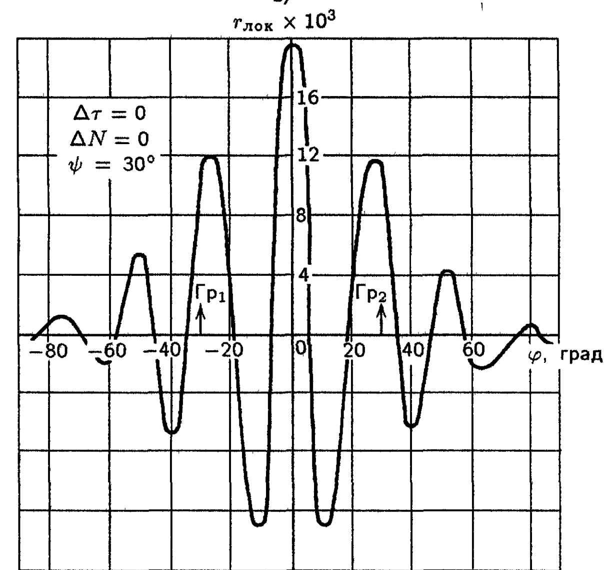




**Рис. 9.20.** Функция локализации и ее составляющие (белый шум в полосе частот 100 ..1000 Гц; $B$ = 2,8 м, $y$ = $B$): *а* — при воспроизведении тождественных сигналов; *б* — при интенсивностной стереофонии ($x = 0$); *в* — при временной стереофонии ($x = 0$); *г* — многозначность функции локализации при $F_0 > 1000$ Гц (белый шум в полосе частот 4000...6000 Гц)

сомножителя $\cos(\omega_o \Delta\tau')$ Вследствие этого функция локализации также становится многозначной, ее главный максимум в общем случае уже не совпадает с направлением на КИЗ. Однако если допустить, что в слуховой системе происходит выделение огибающей сигнала, то выражение (9.9) для расчета слагаемых $r_{лок}$ при $F_0 > 1000...1500$ Гц преобразуется к виду

$$r'(\Delta\tau') = a^2 q \frac{\Delta\omega}{2} \left| \frac{\sin(\Delta\omega\Delta\tau'/2)}{\Delta\omega\Delta\tau'/2} \right|. \tag{9.10}$$

Учет этого обстоятельства и замена $r(\Delta\tau')$ на $r'(\Delta\tau')$ приводит к тому, что и в этом случае функция локализации имеет один четкий максимум, а угловое положение последнего всегда совпадает с направлением на КИЗ.

**Прозрачность звучания** определяется способностью слушателя разделять воспринимаемые сигналы, используя их упорядоченность по форме и в пространстве. Приведем следующий пример. Представим себе несколько прозрачных контурных рисунков животных, наложенных друг на друга. В этой ситуации разделение и последующее опознавание животных становится возможным только благодаря различию их форм. Термин «форма» имеет здесь тот же самый смысл, что и в теории сигналов, а сама эта ситуация эквивалентна монофонической передаче, при которой все инструменты ансамбля локализуются слушателем в одной точке — позиции громкоговорителя. Следуя взглядом за линией одного из рисунков, мы тем увереннее выбираем путь дальнейшего следования, чем более отчетливо чувствуется (опознается) форма животного, т.е. связь уже пройденного пути с дальнейшим его продолжением.

Очевидно, что разделение совмещенных в пространстве рисунков тем сложнее, чем ближе формы животных (тембры и ритмы звучаний). Если же эти рисунки разнести в пространстве (пусть даже на небольшой угол), то данная задача решается значительно проще. Точно также разнесение источников звука в пространстве является определяющей причиной повышенной прозрачности звучания при стереовоспроизведении. Слушатель, желая выделить из общего состава звучания партию какого-либо инструмента, концентрирует свое внимание в направлении его расположения в пространстве, что приводит к уменьшению маскирующего действия звуков, воспринимаемых с других направлений. За счет этого повышается отношение сигнал/помеха для выделяемого источника звука и, как следствие этого, улучшается прозрачность звучания.

Разработан ряд моделей, поясняющих механизм бинауральной пространственной демаскировки сигналов В качестве критерия оценки, характеризующего способность слушателя выделять полезный сигнал на фоне маскирующих звуков может служить, например, отношение

$$K = r'_{m\,\text{лок}\max} \Big/ \sum_{i=1}^{n} r'_{i\,\text{лок}\,\varphi_m}, \qquad (9.11)$$

где $i = 1, 2, ..., n$ — число маскирующих сигналов, $m$ — выделяемый сигнал, $r'_{m\,\text{лок}\max}$ — максимальное значение обостренной функции локализации для сигнала, выделяемого КИЗ, $r'_{i\,\text{лок}\varphi_m}$ — значение обостренной функции локализации сигнала $i$-го КИЗ, вычисленное для направления $\varphi_m$ на оцениваемый источник звука (рис 9.21,*а*, интенсивностная стереофония, $x = 0$)

В основе критерия (9 11) лежит модель корреляционного пеленгования и связанная с ней следующая гипотеза



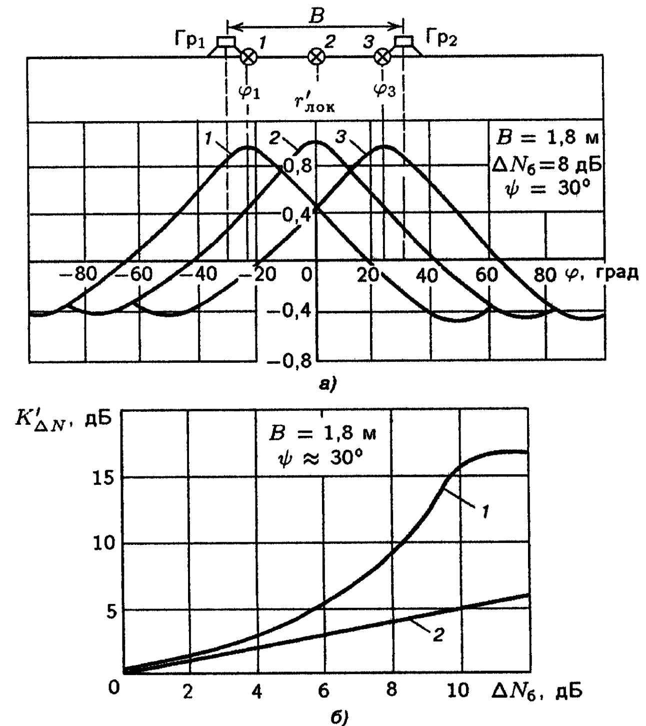



**Рис. 9.21.** К изменению пространственной демаскировки КИЗ: *а* — пространственная звуковая панорама, состоящая из трех КИЗ и соответствующее им распределение обостренных функций локализации; *б* — зависимость изменения отношения сигнал/помеха для боковых (*1*) центрального (*2*) КИЗ $\Delta N_1 = -8$ дБ, $\Delta N_2 = 0$ дБ, $\Delta N_3 = 8$ дБ

- положение в пространстве, протяженность и воспринимаемая громкость КИЗ определяют место, форму и интенсивность очага возбуждения в слуховом центре головного мозга слушателя;
- при одновременном восприятии нескольких пространственно разнесенных КИЗ в слуховом центре головного мозга слушателя возникает соответствующее пространственное распределение очагов возбуждений (по-видимому, эта картина является уменьшенной копией исходной стереопанорамы);
- функциональной зависимостью, связывающей азимутальное положение КИЗ, его протяженность и воспринимаемую громкость, во-первых, с параметрами $\Delta N$ и $\Delta\tau$ стереосигнала и, во-вторых, с пространственным положением, формой и интенсивностью соответствующего этому КИЗ очага возбуждения, может служить так называемая обостренная функция локализации $r'_{\text{лок}}$, полученная из

(9.8) путем попарного вычитания составляющих:

$$r'_{\text{лок}} = [r_2(\Delta\tau_{22,11}) - \Delta\tau) + r_3(\Delta\tau_{21,12} + \Delta\tau)] - \\ -r_1(\Delta\tau_{12,11}) - r_4(\Delta\tau_{21,22}). \quad (9.12)$$

Здесь первое слагаемое характеризует возбуждение центральной концептуальной поверхности корреляционной модели слуха, два последних слагаемых — возбуждения соответственно левой и правой концептуальных поверхностей. Возбуждения этих трех поверхностей сливаются в единый очаг, пространственное положение которого в слуховом центре головного мозга слушателя однозначно связано с направлением на КИЗ. Влияние пространственного разнесения КИЗ на изменение условий для их выделения оценивается критерием

$$K'_{\Delta N,\Delta\tau} = K_{\Delta N\neq 0,\Delta\tau\neq 0}/K_{\Delta N=0,\Delta\tau=0}, \quad (9.13)$$

где числитель и знаменатель вычисляются по формуле (9.11). Демаскировка сигналов при пространственном разнесении КИЗ (рис. 9.21,*б*) сопровождается увеличением отношения $K_{\Delta N,\Delta\tau}$ для всех КИЗ, однако для боковых источников (кривая *1*) эта величина растет значительно быстрее, чем для центрального КИЗ (кривая *2*) Последнее создает неодинаковые условия для их выделения и воспринимается субъективно как «провал середины». Для сохранения наилучшей прозрачности при одновременном звучании источников уровень громкости КИЗ в стереопанораме должен возрастать при движении к центру базы (при их поочередном предъявлении слушателю).

**Передача акустической атмосферы первичного помещения.** Измерения временны́х интервалов $\Delta\tau_i$ между соседними пиками кратковременной функции корреляции $B_0(\tau)$ реверберационных процессов в помещениях показало, что условия раздельного восприятия соответствующих этим пикам отзвуков высокого уровня выполняются достаточно часто Поэтому при окончательной обработке реверберирующего сигнала в высших нервных центрах, т е при его превращении в ощущения образуется целый ряд раздельно воспринимаемых так называемых вторичных звуковых образов Последние определяют слуховую оценку акустических особенностей помещения

Кратковременные функции корреляции реверберирующих сигналов в каналах при стереопередаче различны (рис 9.22) По оси ординат на рисунке отложены значения кратковременной функции корреляции реверберирующих сигналов левого $B'_0(\tau)$ и правого $B''_0(\tau)$ каналов стереопары, по оси абсцисс — текущее время $\tau$ реверберационного процесса Представленные коррелограммы отличаются числом энергетических пиков, их уровнем и расположением на оси текущего времени При воспроизведении таких реверберирующих сигналов громкоговорителями Гр$_1$ и Гр$_2$ образуется совокупность вторичных кажущихся звуковых образов, локализуемых слушателем в различных точках на линии базы



Гр$_1$ и Гр$_2$. Вторичные КИЗ формируются парами соседних энергетических пиков левого и правого сигналов стереопары, если (см. рис. 9.22) $\Delta\tau_i < \Delta\tau_{\text{пор}}$. Вторичные КИЗ будут восприниматься раздельно, если $\Delta\tau_{ij} > \Delta\tau_{\text{пор}}$, где $\Delta\tau_{ij}$ — временно́й сдвиг между соседними парами энергетических пиков кратковременных функций корреляции реверберирующих сигналов.

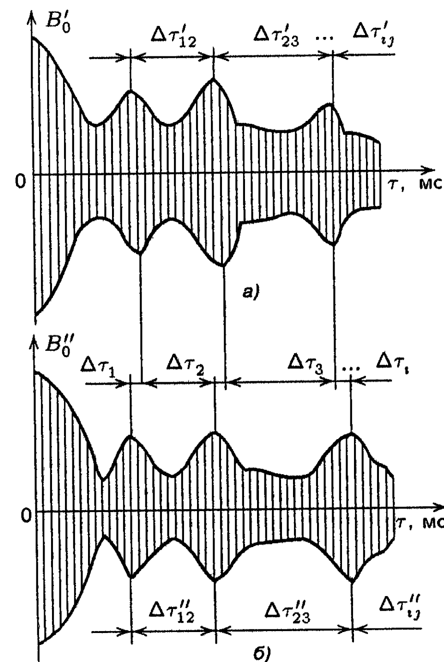



**Рис. 9.22.** Схематическое представление кратковременных функций корреляции реверберирующих сигналов при двухканальной звукопередаче

Измерения показали, что оба эти условия выполняются достаточно часто. Таким образом, при стереовоспроизведении благодаря этому механизму частично (в пределах угла на громкоговорители) восстанавливается пространственность прихода отзвуков, свойственная первичному помещению, а значит, работает механизм пространственной демаскировки, и как следствие этого улучшаются условия для восприятия отзвуков.

При монофонической передаче все отзвуки, составляющие реверберационный процесс в первичном помещении, воспринимаются слушателем как исходящие из одного направления — громкоговорителя. Они в значительной степени маскируются сигналами прямых звуков, что затрудняет выделение отзвуков, а следовательно, и слуховую оценку акустических свойств первичного помещения Правильность этого заключения подтверждается данными экспертиз по оценке порогов слышимости первичного и вторичного КИЗ в условиях стереофонического и монофонического воспроизведений

**Естественность и богатство тембров инструментов и голосов.** Реверберационный процесс обогащает звучание, делает воспринимаемые тембры более разнообразными и тоньше нюансированными.

Мгновенный спектр мощности сигнала, формирующего слуховое ощущение в тот или иной момент времени $\tau$ реверберационного процесса помещения, имеет вид

$$G_t(\omega\tau) = G_t(\omega)G_\tau(\omega) = \\ = G_t(\omega)\left\{\sum_{i=1}^{K}\sum_{j=1}^{K} a_i a_j m(\tau_i - \tau)m(\tau_j - \tau)\cos[\omega(\tau_i - \tau_j)]\right\}$$

$$\text{при } \tau_i < \tau \text{ и } \tau_j < \tau, \tag{9.14}$$

где $G_t(\omega)$ — мгновенный спектр мощности сигнала, излучаемого источником звуковых колебаний; $G_\tau(\omega)$ — мгновенный спектр мощности импульсного отклика помещения, найденный с учетом памяти слуховой системы, причем

$$G_t(\omega\tau) = G_t(\omega)\sum_{i=0}^{K} a_i^2 m^2(\tau_i - \tau) +$$
$$+ G_t(\omega)\sum_{i\neq j}^{K}\sum^{K} a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau)\cos[\omega(\tau_i - \tau_j)]$$
$$\text{при } \tau_i < \tau \text{ и } \tau_j < \tau, \tag{9.15}$$

где $a_i$, $a_j$ и $\tau_i$, $\tau_j$ — соответственно амплитуды и времена прихода в точку наблюдения $i$-го и $j$-го отзвуков; $m(\tau_i - \tau)$ — функциональная зависимость, характеризующая память слуховой системы. Продукты интерференционных искажений содержит второй сомножитель в (9.15). Критерием их оценки может служить отношение $\eta_t(\tau) = P''_\tau / P'_\tau$, где

$$P''_\tau = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| \sum_{i\neq j}^{K}\sum^{K} a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau)\cos[\omega(\tau_i - \tau_j)] - G''_\tau \right| G_t(\omega)\, d\omega;$$

$$P'_\tau = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \sum_{i=1}^{K} a_i^2 m^2(\tau_i - \tau) + G''_\tau\, d\omega \quad \text{при } \tau_i < \tau \text{ и } \tau_j < \tau, \tag{9.16}$$

Числитель выражения $\eta_t(\tau)$ представляет собой мощность продуктов интерференционных искажений, а знаменатель — полную мощность реверберирующего сигнала в момент времени $\tau$, причем $G''_\tau$ — величина, постоянная во всем диапазоне воспроизводимых частот и определяемая из условия

$$G''_\tau = \frac{1}{\Delta\omega}\int_{\omega_1}^{\omega_2} \sum_{i\neq j}^{K}\sum^{K} a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau)\cos[\omega(\tau_i - \tau_j)]\, d\omega. \tag{9.17}$$

По-видимому, орган слуха обрабатывает реверберирующий сигнал таким образом, чтобы интерференционные искажения были минимальны (оптимальный прием). Последнее будет выполнено, если для каждого $\tau$ справедливо условие

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} [G''_\tau(\omega) - G''_\tau]\, d\omega = 0. \tag{9.18}$$

Заметим, что наличие большого числа повторений звука в первичном помещении увеличивает длительность слухового восприятия каждого элемента быстро изменяющегося во времени звукового события



и создает тем самым необходимые предпосылки для тонкого анализа спектральных особенностей воспроизводимых сигналов. Однако использование этой возможности затруднено из-за наличия интерференционных явлений, возникающих при одновременном восприятии нескольких таких повторений, различающихся по уровню, фазе и времени поступления.

По-видимому, тембры инструментов и голосов воспринимаются наилучшим образом, если при всех значениях $\tau$ величина $\eta_t(\tau) = 0$. Порогу заметности интерференционных искажений соответствует значение $\eta_t(\tau) = 0{,}2$ (испытательный сигнал — полосы белого шума). Эффекты текущей интерференции наиболее заметны на начальном участке реверберационного процесса, где слуховое ощущение в момент времени $\tau$ определяется малым числом отзвуков. На завершающем участке реверберационного процесса $\eta_t(\tau) \approx 0$. Этот участок определяет восприятие так называемой «гулкости», свойственной первичному помещению.

Как показали многочисленные расчеты, величина $\eta_t(\tau)$ имеет существенно меньшее значение в случае, когда временны́е структуры бинауральной пары сигналов различны. Последнее свойство — отличительный признак стереопередачи и одна из причин более правильной передачи тембров инструментов и голосов, свойственной стереовоспроизведению. Другая причина заключается в уменьшении частотных искажений, вызванных интерференцией сигналов на пути распространения звуковой волны от источника звука до микрофонов (первичное помещение) и от громкоговорителей Гр$_1$, Гр$_2$ до левого и правого ушей слушателя (жилая комната радиослушателя). И наконец, пространственное разнесение звуковых образов, присущее стереовоспроизведению, уменьшает их взаимное маскирующее действие, являющееся, как известно, частотно-зависимым, что также должно способствовать улучшению условий для более правильного восприятия тембров инструментов и голосов.

**Зона стереофонического эффекта.** Качество стереофонического звучания существенно зависит от местоположения слушателя относительно громкоговорителей системы воспроизведения. На рис. 9.23,*а* представлены кривые равной предпочтительности, подтверждающие это заключение. В очень малой области (*1* на рис. 9.23,*б*) предпочтительность составляет более 85 %. Эту область назовем *зоной полного стереоэффекта*. Она расположена вокруг точки оптимального слушания. В этой области сохраняется качественно правильная локализация КИЗ, пространственные искажения малы: смещения КИЗ от своего истинного положения не превышают 10 % размера базы $B$ громкоговорителей. По мере смещения слушателя с оси симметрии громкоговорителей предпочтительность стереовоспроизведения падает. Она сохраняется до тех пор, пока ансамбль воспринимается слушателем пространственно разделенным хотя бы на три группы. Когда число воспринимаемых направлений сокращается до одного, предпочтительность стереовоспроизведения исчезает. Эта закономерность еще раз подтверждает тот факт,

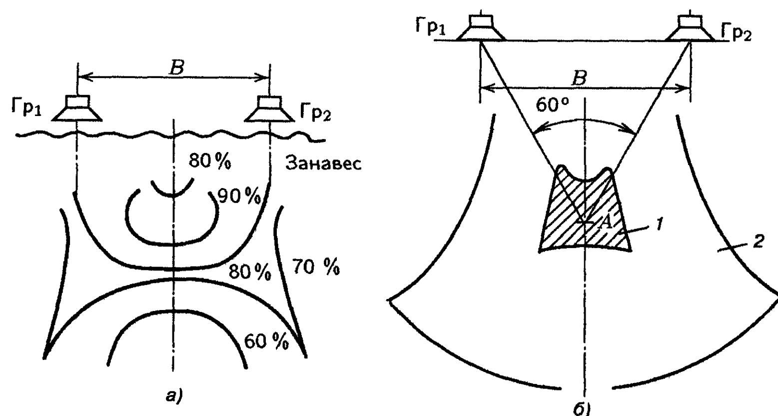



**Рис. 9.23.** Кривые равной предпочтительности (*а*) и зоны полного (*1*) и частичного (*2*) стереоэффекта (*б*): *A* — точка оптимального слушания ($2\psi = 60°$)

что решающее значение в восприятии стереофонического эффекта играют механизмы пространственного слуха человека — образования КИЗ, их локализации и пространственной демаскировки.

Площадь зоны прослушивания, где предпочтительность стереовоспроизведения (перед монофоническим звучанием) составляет 60...85 %, назовем *зоной частичного стереоэффекта* (*2* на рис. 9.23,*б*). В этой зоне число раздельно воспринимаемых направлений не менее трех.

И последнее. Совокупность изложенных представлений о природе стереофонического эффекта позволяет утверждать, что передача пространственной информации с наибольшей точностью и в максимально возможном объеме — важнейшее условие дальнейшего повышения качества звучания. В пределе необходимо стремиться к тому, чтобы пространственные характеристики системы звукопередачи были адекватны возможностям пространственного слуха человека при локализации действительных источников звука.

## 9.9. Стереоамбиофонические системы звукопередачи

Стереоамбиофонические системы, показанные на рис. 9.24, имеют следующие особенности

1. На передающей стороне используются микрофонные системы XY (рис. 9.24,*а*), AB (рис. 9.24,*б*) или их сочетания. При помощи этих микрофонных групп происходит разделение всей воспринимаемой информации на две части — левую и правую, отдельно для сигналов прямых ($Л_d$, $П_d$) и отраженных ($Л_r$, $П_r$) звуков. Выполняемые над этими сигналами преобразования показаны на этом рисунке. Заметим, что расстояние между тыловыми микрофонами M3, M4 системы AB (см рис 9.24,*б*) выбирается достаточно большим (по сравнению с передней парой), благодаря



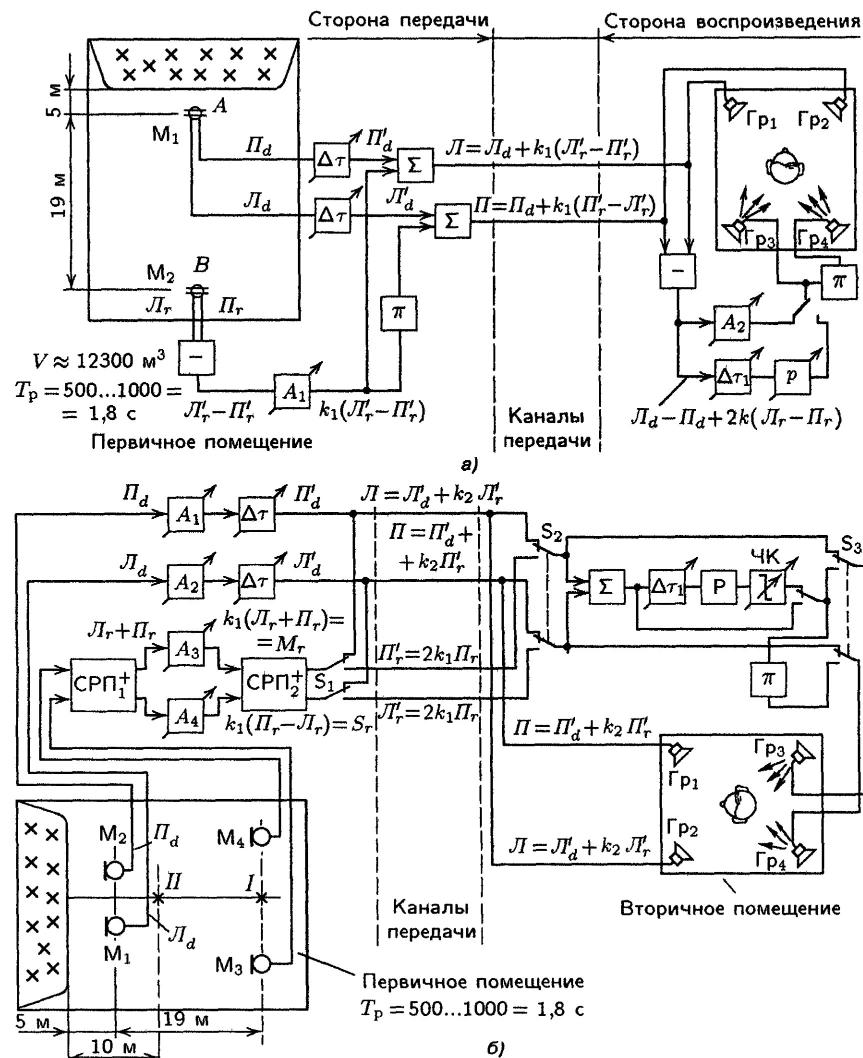



**Рис. 9.24.** Структурные схемы стереоамбиофонической системы звукопередачи по Кейбсу с использованием: *а* — микрофонной системы XY; *б* — микрофонной системы AB

чему воспринимаемые ими сигналы $Л_r$ и $П_r$ оказываются в значительной степени некоррелированными как между собой, так и по отношению к сигналам прямых звуков, что способствует их независимому слуховому восприятию и уменьшает маскирующее действие друг на друга.

2 По каналам связи передаются левые $Л'_d$ и правый $П'_d$ сигналы, воспринимаемые стереомикрофоном M1 (см рис 9 24,*а*) или одиночны-

ми монофоническими микрофонами $M_1$ и $M_2$ (см. рис. 9.24,*б*), к которым в определенном соотношении в противофазе добавлен разностный сигнал $(Л'_r - П'_r)$ от стереомикрофона $M_2$ (см. рис. 9.24,*а*) или левый $Л'_r$ и правый $П'_r$ сигналы от микрофонов $M_3$ и $M_4$ (см. рис. 9.24,*б*), воспринимающих преимущественно отраженные звуки. Соответственно имеем:

$$Л = Л'_d + k_1(Л'_r - П'_r) \quad \text{или} \quad Л = Л'_d + k_2 Л'_r;$$
$$П = П'_d + k_1(П'_r - Л'_r) \quad \text{или} \quad П = П'_d + k_2 П'_r, \tag{9.19}$$

где $k_1$ и $k_2$ — постоянные коэффициенты.

3. На приемной стороне системы сигналы $Л$ и $П$ (9.19) воспроизводятся фронтальной парой громкоговорителей. Заметим, что добавление (9.19) в определенном соотношении реверберирующих звуков к сигналам прямых звуков обогащает звучание передней пары громкоговорителей, делает воспринимаемые тембры более богатыми, мягкими и тоньше нюансированными. Тыльная пара громкоговорителей $Гр_3$ и $Гр_4$, ориентированная также на пространственное рассеяние звуковой энергии, питается разностным сигналом $k[Л'_d - П'_d + 2k(Л'_r - П'_r)]$ в противофазе. Эта пара сигналов содержит преимущественно энергию отраженных звуков, воспринятых стереомикрофоном $M_3$ (см. рис. 9.24,*а*) или микрофонами $M_3$ и $M_4$ (см. рис. 9.24,*б*). Включение в цепь тыльной пары громкоговорителей дополнительной линии задержки $\Delta\tau_1$, ревербератора Р и частотного корректора ЧК (см. рис. 9.24,*б*) существенно расширяет возможности этой структуры: повышается объемность, прозрачность звучания, становятся возможными оперативное изменение акустических условий прослушивания и перенос слушателя в помещения с разными акустическими свойствами.

Стереоамбиофонические системы сочетают в себе преимущества обычной стереофонической и квазистереофонической систем звукопередачи. Они способны в равной степени донести до слушателя информацию об акустической атмосфере первичного помещения и о пространственном размещении инструментов ансамбля по фронту и глубине с сохранением уверенной и четкой локализации КИЗ в пределах базы фронтальной пары громкоговорителей. Все же возможности этих систем по передаче пространственной информации и обеспечиваемое ими качество звучания уступают аналогичным параметрам лучших разновидностей многоканальных стереофонических систем.

## 9.10. Бинауральная система звукопередачи

В бинауральной системе звукопередачи синтезируются левый $Л_б$ и правый $П_б$ сигналы стереопары, тождественные тем, которые воздействовали бы на входы слухового анализатора слушателя при расположении последнего в концертном зале Новыми элементами по сравнению с обычной стереофонической системой, содержащей пульт зву-



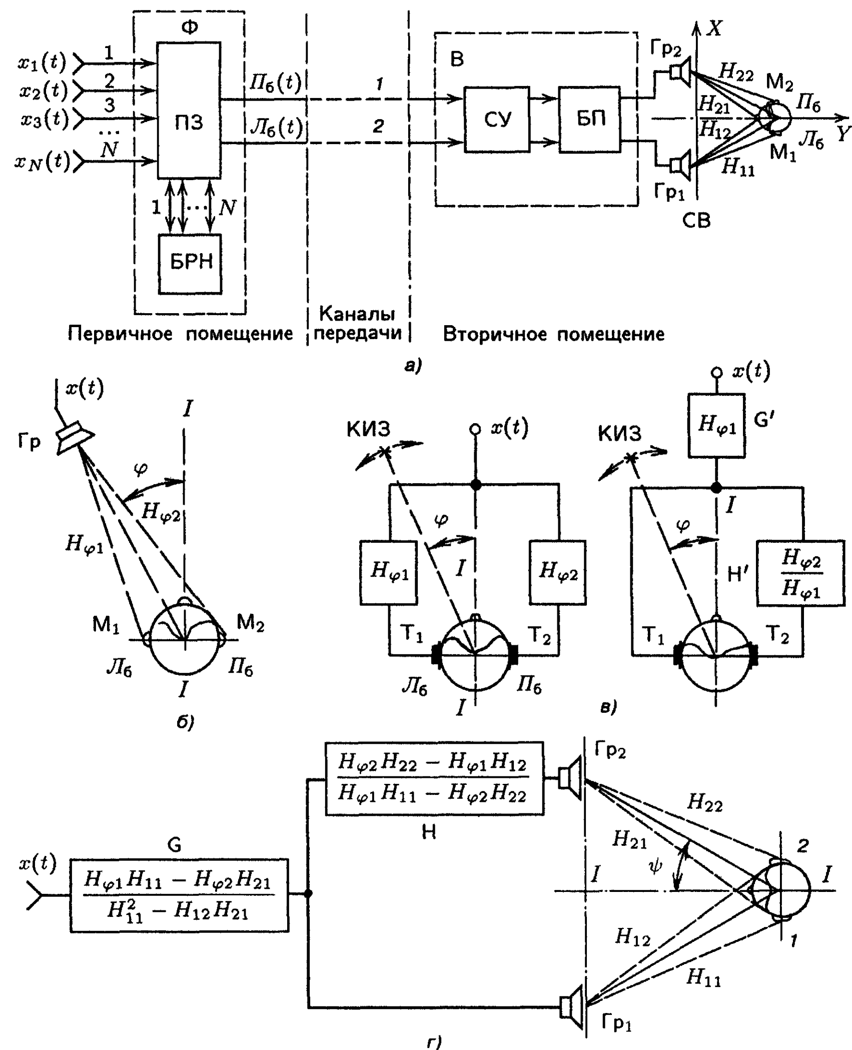



**Рис. 9.25.** К построению бинауральной системы звукопередачи: *а* — общая структурная схема; *б* — пространственное кодирование сигнала источника звука; *в* — простейший бинауральный регулятор направления при воспроизведении сигналов через телефоны; *г* — бинауральный регулятор направления при воспроизведении сигналов через громкоговорители

корежиссера ПЗ и стереофонический усилитель СУ, являются бинауральный регулятор направления БРН на передающей стороне и бифонический процессор БП на стороне воспроизведения звуковой информации (рис. 9.25,*а*)

В качестве БРН применяют «искусственную голову» (рис. 9.25,*б*), в ушных проходах которой на место барабанной перепонки установлены приемники звука — микрофоны $M_1$, $M_2$ или адекватное «искусственной голове» по параметрам электрическое устройство (рис. 9.25,*в*). Последнее представляет собой пространственный фильтр, совокупность пар коэффициентов передачи $\{H_{\varphi1,i}; H_{\varphi2,i}\}_N$ которого однозначно определяет место в пространстве $i$-го источника звука, формируемого сигналом $x_i(t)$. Блоки G′ и H′ (рис. 9.25,*в*) представляют собой бинауральный регулятор направления для случая, когда воспроизведение сигналов выполняется телефонами Т, не вносящими искажений. Здесь общий для обоих каналов элемент G′ с передаточной функцией $H_{\varphi1}$ характеризует все изменения звуковой волны при ее распространении от источника звука до ближайшего уха *1*. Блок H′ имеет коэффициент передачи, равный отношению функций $H_{\varphi2}/H_{\varphi1}$, он изменяет в зависимости от азимута источника звука соотношение бинауральной пары сигналов $Л_б$ и $П_б$. Множество пар коэффициентов $\{H_{\varphi1,i}; H_{\varphi2,i}\}_N$ составляют матрицу пространственного кодирования $\mathbf{A}$ множества первичных сигналов. Очевидно, что

$$Л_б = \sum_{i=1}^{N} H_{\varphi1,i}x_i(t) \quad \text{и} \quad П_б = \sum_{i=1}^{N} H_{\varphi2,i}x_i(t), \qquad (9.20)$$

где $N$ — число первичных сигналов; $x_i(t)$ — временна́я функция сигнала $i$-го источника звука. Заметим, что элементы матриц пространственного кодирования $\mathbf{A}$ для бинауральной (9.20) и обычной стереофонической системы (9.2) не тождественны. В отличие от последней величины, $H_{\varphi1,i}$, $H_{\varphi2,i}$ имеют сложную частотно-временную зависимость от азимутального угла $\varphi$ источника звука [10]. Чтобы обеспечить локализацию КИЗ в пределах всей азимутальной плоскости при системе воспроизведения, состоящей из двух громкоговорителей $Гр_1$ и $Гр_2$ (рис. 9.25,*г*), необходимо применение пространственных фильтров G и H с коэффициентами передачи соответственно:

$$G = \frac{H_{\varphi1}H_{11} - H_{\varphi2}H_{21}}{H_{11}^2 - H_{12}H_{21}}; \quad H = \frac{H_{\varphi2}H_{22} - H_{\varphi1}H_{12}}{H_{\varphi1}H_{11} - H_{\varphi2}H_{22}}. \qquad (9.21)$$

Выражения (9 21) обеспечивают при громкоговорящем воспроизведении получение бинауральной пары сигналов $Л_б$ и $П_б$, тождественной случаю, показанному на рис 9.25,*а* при условии симметричного расположения слушателя относительно громкоговорителей: $H_{22} = H_{11}$ и $H_{12} = H_{21}$ Блоки G и H можно рассматривать также как регулятор направления. Очевидно, $G' \neq G$ и $H' \neq H$ Обе структуры (см. рис 9 25,*в* и *г*) по слуховому восприятию тождественны

Бифонический процессор (см. рис. 9.25,*а*) обеспечивает подведение к левому и правому входам слухового анализатора бинауральной пары сигналов в своей первоначальной неискаженной форме (9 20) Он необходим для компенсации мешающего действия перекрестных сигналов



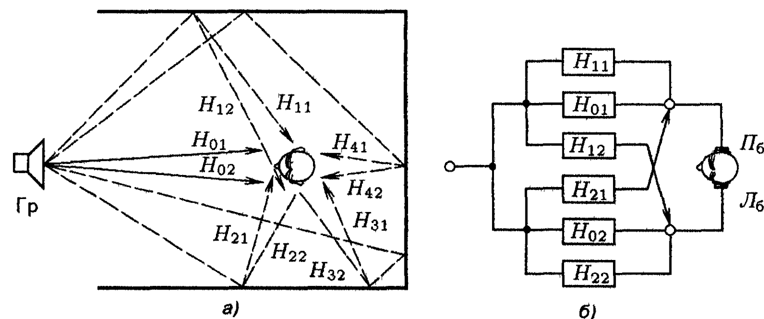



**Рис. 9.26.** Влияние сигналов, отраженных от поверхностей, ограждающих помещение (*а*), и электрическая схема аналога (*б*) этого процесса

громкоговорителей $Гр_1$ и $Гр_2$ (их влияние описывается передаточными функциями $H_{12}$, $H_{21}$); изменений, происходящих в сигналах на пути их следования от левого громкоговорителя $Гр_1$ до левого уха *1* и от правого громкоговорителя $Гр_2$ до правого уха *2* (описываемых соответственно передаточными функциями $H_{11}$ и $H_{22}$); сигналов, отраженных от поверхностей жилого помещения (рис. 9.26,*а*), где $H_{ij}$ — соответствующие им передаточные функции в эквивалентной этому процессу электрической схеме (рис. 9.26,*б*). Эта совокупность сигналов образует реверберационный процесс жилого помещения, она воздействует на левое и правое уши слушателя, «искажая» исходную пару бинауральных сигналов $Л_б$ и $П_б$.

Полная эквивалентная схема бинауральной системы звукопередачи с громкоговорящим воспроизведением представлена на рис. 9 27,*а*. Здесь G′ и H′ — блоки БРН, причем $G' = H_{\varphi1}$, а $H' = H_{\varphi2}/H_{\varphi1}$. Структура бифонического процессора изображена на рис. 9.27,*б*. Очевидно, что параметры корректирующих фильтров $КФ_1$, $КФ_2$ и линий

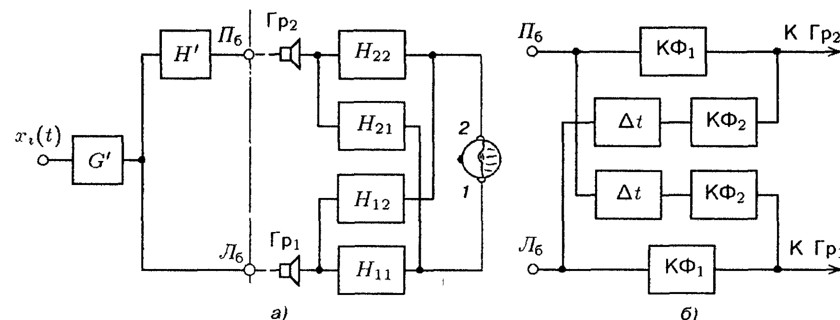



**Рис. 9.27.** Преобразование сигналов в бинауральной системе звукопередачи *а* — обобщенная структурная схема системы в целом; *б* — структурная схема бифонического процессора

задержек $\Delta t$ являются функциями размеров базы $B$ громкоговорителей и координат $x$, $y$ слушателя.

Основные достоинства и недостатки бинауральной системы звукопередачи можно сформулировать следующим образом:

1. При компенсации мешающих факторов возможна уверенная и четкая локализация КИЗ в пределах всей горизонтальной плоскости — спереди, слева, справа, сзади. Однако КИЗ, расположенные спереди, оказываются более компактными, а в тыловой части — более размытыми. При применении головных телефонов КИЗ оказываются вынесенными за пределы головы в то место, где расположены действительные источники звука. В отличие от этого при прослушивании через головные телефоны сигналов обычной стереофонии КИЗ кажутся расположенными внутри головы слушателя. При бинауральной стереофонии оценка расстояния до источника звука также не является точной.

2. Появление реверберации как в первичном, так и во вторичном помещении ухудшает (затрудняет) оценку азимута КИЗ в тыловой области, где слушатели вместо истинного направления часто указывают соответствующее ему зеркальное фронтальное направление. Данное явление становится частым, когда время стандартной реверберации в помещении прослушивания превышает 0,3 с. Что касается ощущений, связанных с передачей глубинной локализации, акустических свойств первичного помещения, свойственной ему гулкости, теплоты, мягкости звучания, то они оказываются в этой системе правдоподобными (качественно правильными). Бинауральной системе свойственно более точное восстановление пространственной структуры первичного реверберационного процесса по сравнению с обычной стереофонией.

3. Правильная передача пространственной информации при громкоговорящем воспроизведении возможна практически только для одной точки помещения, где при помощи БП скомпенсировано действие мешающих факторов: $H_{11}$, $H_{21}$, $H_{12}, H_{22}$ и реверберационного процесса помещения. Даже незначительное (около 9...15 см) смещение центра головы слушателя влево и вправо от этой точки приводит к тому, что локализация КИЗ оказывается невозможной вне угла на громкоговорители.

Не вызывает сомнения тот факт, что в оптимальной точке прослушивания бинауральная система обеспечивает звучание, уверенно предпочитаемое обычному стереофоническому, создает эффект присутствия слушателя в концертном зале с хорошими акустическими свойствами. Однако в силу изложенных выше причин область ее применения весьма ограничена: воспроизведение через головные телефоны; переносная аппаратура радиовещания и звуковоспроизведения при индивидуальном прослушивании программ. Бинауральная система малопригодна для условий коллективного прослушивания (телевидение, кино- и видеозалы).



## 9.11. Системы звукопередачи с панорамным кодированием сигналов источников звука

**Обобщенная структурная схема и психофизическая модель двухканальной системы звукопередачи.** Обобщенная структурная схема системы звукопередачи с панорамным кодированием сигналов источников звука представлена на рис. 9.28. Здесь 1, 2,..., $N$ — каналы первичных звуковых сигналов (сигналов источников звука); ПКУ — панорамно-кодирующее устройство, которое входит в состав пульта звукорежиссера и при помощи которого сигналы источников звука без промежуточных преобразований (не имея дополнительной процедуры кодирования) непосредственно преобразуются в двухканальный сигнал; ДКУ — декодирующее устройство сигналов стереопары $Л$ и $П$. Громкоговорители Гр$_1$,..., Гр$_{N'}$ системы воспроизведения СВ в помещении прослушивания расположены в вершинах равнобедренной трапеции (см. рис. 9.5 и 9.6).

В любой стереофонической системе процессы кодирования, передачи, декодирования, воспроизведения и восприятия пространственной информации можно представить выражением (рис. 9.29,*а*):

$$\hat{x}_i(t,\varphi) = \mathbf{ABDCG}x_i(t). \qquad (9.22)$$

где $\hat{x}_i(t,\varphi)$ — оценка слухового сигнала; каждый такой сигнал формирует при слуховом восприятии в жилом помещении $i$-й кажущийся источник звука; $t$ — текущее время; $\varphi$ — азимутальный угол этого кажущегося источника звука; $\mathbf{A}$ — матрица панорамного кодирования множества сигналов источников звука $\{x_i(t)\}_N$ в левый $Л(t)$ и правый $П(t)$ сигналы стереопары. Уравнения кодирования при этом имеют вид

$$Л(t) = \sum_{i=1}^{N} a_{1i}x_i(t); \quad П(t) = \sum_{i=1}^{N} a_{2i}x_i(t). \qquad (9.23)$$

Здесь $x_i(t)$ — сигнал $i$-го источника звука. Каждый такой сигнал на стороне воспроизведения образует свой кажущийся источник звука; множество сигналов $\{x_i(t)\}_N$ формирует стереопанораму в помещении прослушивания; $a_{1i}$ и $a_{2i}$ — пары коэффициентов панорамного кодирования сигналов каждого источника звука, значения этих коэффициентов зависят от угла локализации образуемого сигналами каждой из этих пар кажущегося источника звука; $\varphi$ — угол, под которым этот кажущийся источник звука локализуется слушателем при воспроизведении этой пары сигналов. Необходимо отметить также, что

$$\Delta N_i = 20\lg(a_{2i}/a_{1i}); \quad a_{2i}^2 + a_{1i}^2 = 1. \qquad (9.24)$$

Здесь $\Delta N_i$ — разность уровней, определяющая оценку азимута $i$-го КИЗ, дБ; $\mathbf{B}$ — матрица панорамного декодирования сигналов $Л(t)$ и

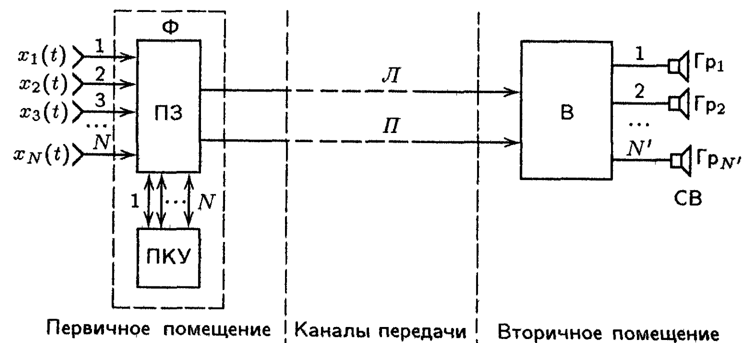



**Рис. 9.28.** Обобщенная структурная схема системы звукопередачи с панорамным кодированием сигналов источников звука

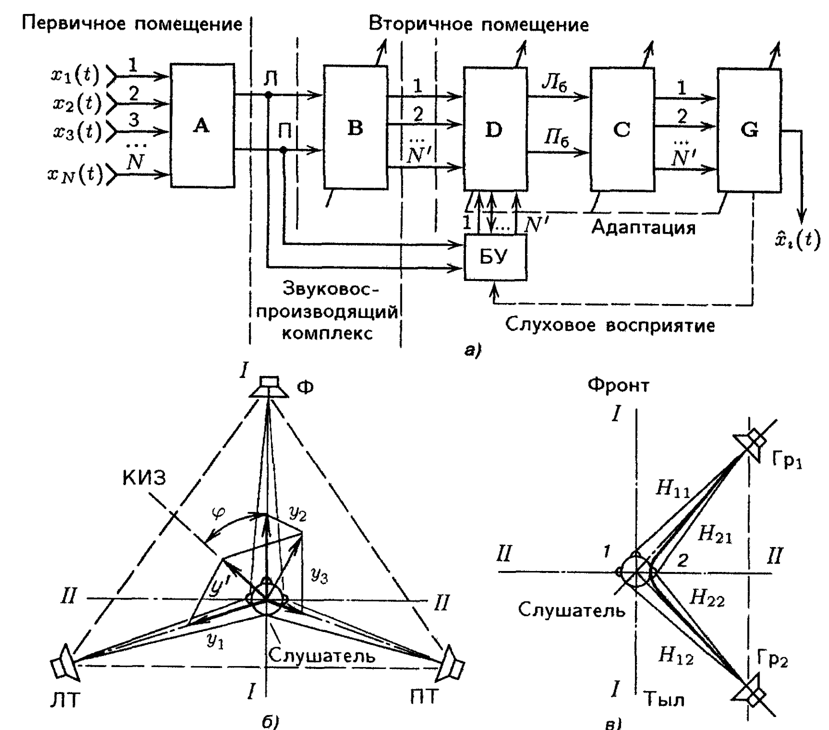



**Рис. 9.29.** Кодирование, передача, воспроизведение и восприятие пространственной информации: *а* — психофизическая структура матричной системы звукопередачи с панорамным кодированием источников, *б* — пример оценки азимута КИЗ в системе воспроизведения «треугольник» на этапе ассоциации формы, *в* — случай невозможного слияния звучаний пары громкоговорителей



$\Pi(t)$, по которой они преобразуются к виду

$$y_j(t) = b_{j1}Л(t) + b_{j2}П(t), \tag{9.25}$$

где $y_j(t)$ — сигнал, воспроизводимый $j$-м громкоговорителем СВ в жилом помещении; $N'$ — число громкоговорителей, образующих СВ; $b_{j1}$ и $b_{j2}$ — пары коэффициентов декодирования для сигналов $Л(t)$ и $П(t)$; $\mathbf{D}$ — матрица пространственного кодирования сигналов громкоговорителей СВ при их слуховом восприятии; $\mathbf{C}$ — матрица пространственного декодирования сигналов действительных источников звука — громкоговорителей в слуховой системе слушателя; $\mathbf{G}$ — матрица, характеризующая обработку векторных сигналов громкоговорителей в слуховой системе человека при оценке азимута КИЗ.

При воспроизведении сигнал $y_j(t)$ каждого громкоговорителя СВ кодируется пространственным фильтром, в качестве которого выступают голова и ушные раковины слушателя (см. рис. 9.25,*б*). Процесс пространственного кодирования сигналов громкоговорителей записывается в виде

$$Л_б = \sum_{j=1}^{N'} H_{1j} y_j(t); \quad П_б = \sum_{j=1}^{N'} H_{2j} y_j(t), \tag{9.26}$$

где $Л_б$ и $П_б$ — левый и правый бинауральные слуховые сигналы; $N'$ — число каналов воспроизведения адаптивного декодирующего устройства (АДУ) или громкоговорителей СВ, $H_{1j}$ и $H_{2j}$ — коэффициенты передачи, описывающие изменения, которые претерпевает звуковая волна, распространяясь от $j$-го громкоговорителя СВ к левому *1* $(H_{1j})$ и правому *2* $(H_{2j})$ ушам слушателя. Множество $\{H_{1j}, H_{2j}\}_N$ образует матрицу пространственного кодирования $\mathbf{D}$ сигналов действительных источников звука — громкоговорителей СВ.

В ассоциативной модели слуха процесс обработки сигналов $Л_б$ и $П_б$ разделен на два этапа. На первом из них (этап ассоциации места) сигналы действительных источников звука — громкоговорителей СВ — путем адаптивной фильтрации освобождаются от «искажений», внесенных на этапе пространственного кодирования (см. рис. 9.25,*б*). Поэтому (см. рис. 9.29,*а*) формально имеем $\mathbf{CD} = \mathbf{E}$, где $\mathbf{E}$ — единичная матрица, причем $\mathbf{C} = \mathbf{D}^{-1}$ при $N' = 2$ и $\mathbf{C} = \mathbf{D}^{+}$ при $N' > 2$. Здесь $\mathbf{D}^{-1}$ и $\mathbf{D}^{+}$ — соответственно обратная и псевдообратная матрицы. Заметим, что элементы последней вычисляются как произведение матриц $\mathbf{D}'$ и $(\mathbf{DD}')^{-1}$, т.е

$$\mathbf{D}^{+} = \mathbf{D}'(\mathbf{DD}')^{-1}, \tag{9.27}$$

где $\mathbf{D}'$ — матрица, полученная из $\mathbf{D}$ транспонированием ее элементов, а $(\mathbf{DD}')^{-1}$ — обратная матрица по отношению к квадратной матрице $\mathbf{DD}'$. Размер матрицы $\mathbf{DD}'$ определяется числом громкоговорителей СВ

Результатом этого пространственного декодирования $\mathbf{CD} = \mathbf{E}$ при $N' = 2$ или $\mathbf{CD}^{+} = \mathbf{E}$ при $N' > 2$ является разделение сигналов

$y_j(t)$ друг от друга и выделение информации об уровне сигнала каждого громкоговорителя и о направлении $\varphi_j$ на него. Начало всей этой совокупности векторов совпадает с точкой расположения слушателя (см. рис. 9.29,*б*).

Оценка азимута КИЗ формируется на этапе ассоциации места (второй этап обработки информации в слуховой системе). Для системы воспроизведения, состоящей из $N'$ громкоговорителей, имеем (см. рис. 9.29,*б*):

$$y = \sum_{j=1}^{N'} m_j y_j; \quad m_j = 10^{-0,05 K_j \Delta\tau_j}, \tag{9.28}$$

где $y$ —вектор кажущегося источника звука; $y_j$ — векторный сигнал $j$-го громкоговорителя; $m_j$ — коэффициент, учитывающий ослабление запаздывающих сигналов в слуховой системе человека; $K_j$ — коэффициент эквивалентности действия на орган слуха значений $\Delta N_i$ и $\Delta\tau_i$; $\Delta\tau_j$ — время запаздывания сигнала $j$-го громкоговорителя относительно опережающего сигнала. Из этого выражения следует, что матрица

$$\mathbf{G} = (m_1, m_2, ..., m_j, ..., m_{N'}) \tag{9.29}$$

содержит одну строку. При $\Delta\tau_j = 0$ и одинаковых расстояниях до каждого из громкоговорителей $j$ имеем $m_j = 1$ и

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\sum_{j=1}^{N'} m_j y_j \sin\varphi_j \Bigg/ \sum_{j=1}^{N'} m_j y_j \cos\varphi_j\right). \tag{9.30}$$

Здесь $\varphi$ — азимут кажущегося источника звука; $\varphi_j$ — азимут $j$-го громкоговорителя; $y_j$ — амплитуда сигнала $j$-го громкоговорителя; $N'$ — их общее число. Значения углов отсчитываются относительно медианной плоскости головы слушателя. При этом начало координат в векторной модели совмещено с центром головы слушателя. Условие сохранения неизменным уровня громкости КИЗ при его перемещении в пространстве выполняется, если

$$\sum_{j=1}^{N'} y_j^2 = \text{const}. \tag{9.31}$$

И еще одно важное замечание. Вычисления проводятся в полосах, соответствующих критическим полосам слуха, после чего полученная совокупность векторов вновь суммируется для получения окончательной оценки азимута КИЗ.

Образование кажущегося источника и его четкая локализация в пространстве при воспроизведении возможны, если выполняются два условия:



1) сигналы громкоговорителей статистически связаны, и коэффициент корреляции между ними превышает некоторое пороговое значение;

2) выбранное расположение громкоговорителей в пространстве обеспечивает разделение векторных сигналов на этапе ассоциации места. Это условие выполняется не всегда.

Пусть система воспроизведения содержит два громкоговорителя Гр$_1$ и Гр$_2$ (рис. 9.29,*в*), расположенных зеркально относительно линии базы *II–II* ушей слушателя. В данном случае значения бинауральных параметров для этой пары громкоговорителей практически равны, приблизительно одинаковы для них и пары коэффициентов пространственного кодирования ($H_{11} \approx H_{12}$ и $H_{21} \approx H_{22}$) матрицы $\mathbf{D}$. Поэтому определитель этой матрицы стремится к нулю ($\Delta = H_{11}H_{22} - H_{21}H_{12} \to 0$), а следовательно, обратная матрица $\mathbf{D}^{-1}$ пространственного декодирования в этом случае не существует и разделение сигналов громкоговорителей Гр$_1$ и Гр$_2$ на этапе ассоциации места оказывается невозможным. При $N' > 2$ также возникают ситуации, когда определитель матрицы $\mathbf{DD}'$ равен нулю, тогда псевдообратная матрица $\mathbf{D}^+$ не существует и разделить сигналы громкоговорителей СВ на этапе ассоциации места также нельзя. Отсутствие по этой причине полной информации на этапе ассоциации формы делает невозможным в такой СВ образование КИЗ и его плавное перемещение вдоль линий базы громкоговорителей соответствующих пар.

При помощи психофизической модели (см. рис. 9.29,*а*) может быть также пояснен и принцип бинауральной системы звукопередачи. В этом случае элементы матрицы $\mathbf{A}$ представляют собой передаточные функции, характеризующие процесс пространственного кодирования множества сигналов источников звука $\{x_i(t)\}_N$. При этом в качестве кодера выступает «искусственная голова» с микрофонами или адекватное ей устройство, содержащее блоки G′ и H′ (см. рис. 9.25,*в*). На выходах устройства пространственного кодирования (матрица $\mathbf{A}$) имеем пару бинауральных сигналов *Л*$_6$ и *П*$_6$ (9.20), которая без искажений должна быть доведена до соответствующих входов слухового анализатора, т.е. до матрицы пространственного декодирования $\mathbf{D}^{-1}$. Если речь идет о разновидности с головными телефонами, то $\mathbf{B} = 1$, $\mathbf{D} = 1$, матрица $\mathbf{D}^{-1}$ является инверсной по отношению к матрице $\mathbf{A}$ ($\mathbf{AD}^{-1} = 1$), так что уравнение передачи (9.22) принимает вид

$$x_i(t, \varphi) = G x_i(t) \tag{9.32}$$

и оказывается тождественным условию естественного слушания.

При громкоговорящем воспроизведении в бинауральной системе звукопередачи матрица $\mathbf{B}$ описывает работу бифонического процессора БП, обеспечивающего восстановление бинауральной пары сигналов *Л*$_6$ и *П*$_6$ на входах слухового анализатора. Здесь $\mathbf{D} \neq 1$, процесс пространственного декодирования описывается выражением

$$Л_6 = H_{1ia} + H_{1ib}; \quad П_6 = H_{2ib} + H_{2ia}. \tag{9.33}$$

Получение выражения (9.32) возможно, если $\mathbf{BD}^{-1} = 1$. Отсюда следует, что матрица $\mathbf{D}^{-1}$ является инверсной по отношению к матрице $\mathbf{B}$.

Проблема повышения качества звучания матричных систем требует поиска оптимальных структур матриц $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ и системы воспроизведения, обеспечивающих передачу пространственной информации в максимальном объеме при минимальных пространственных искажениях. Работа устройств, определяющих структуру этих матриц, должна рассматриваться во взаимосвязи с учетом условий прослушивания и свойств пространственного слуха человека. При этом имеющаяся в сигналах $Л(t)$ и $П(t)$ информация о пространственном размещении звуковых образов в стереопанораме, их количестве и другие возможные сведения должны быть использованы для управления процессом их декодирования с целью получения наиболее четких и уверенно локализуемых КИЗ, максимально возможного размера области уверенной локализации КИЗ и зоны стереофонического эффекта. Именно комплексный учет всей этой совокупности факторов должен выполняться при разработке эффективных алгоритмов декодирования сигналов $Л(t)$ и $П(t)$. Процесс управления декодированием сигналов стереопары не должен быть заметен на слух.

Предельно-достижимым качеством звучания в таких системах является то, которое обеспечивается в многоканальной стереофонической системе звукопередачи с числом раздельных каналов $n = N'$ и с идентичной системой воспроизведения. Такая система звукопередачи является для матричной системы эталоном.

Наилучшими возможностями передачи пространственной информации обладает система воспроизведения типа «трапеция» (см. рис. 9.5,*а*).

Управление процессом декодирования сигналов $Л(t)$ и $П(t)$ позволяет пока реализовать лишь два крайних режима работы декодирующего устройства: режим формирования единственного КИЗ, при котором возможна адаптация декодирующей матрицы к сигналу источника звука и, как следствие этого, повышенная разделимость каналов воспроизведения друг от друга; режим формирования множества КИЗ, при котором происходит адаптация декодирующей матрицы ко всему множеству сигналов источников звука, адаптация к каждому из сигналов источников звука оказывается уже невозможной.

**Панорамное кодирование первичных сигналов.** В системах с панорамным кодированием вместо доставшейся в наследство от квадрафонии громоздкой двухступенчатой процедуры формирования сигналов $Л(t)$ и $П(t)$ используется новый метод, названный *панорамным кодированием*. Кодирование множества первичных сигналов $\{x_i(t)\}_N$ в левый $Л(t)$ и правый $П(t)$ сигналы стереопары выполняется в ПКУ по правилу (9.23) Множество пар коэффициентов $\{a_{1i}, a_{2i}\}_N$ образует матрицу панорамного кодирования $\mathbf{A}$ Значения этих коэффициентов зависят от азимута КИЗ и являются функцией времени $t$ при перемещении этого КИЗ в пространстве Величина $\Delta N_i$ (9 24) и соотношение фаз пары сигналов $Л_i(t)$ и $П_i(t)$ определяют оценку азимута КИЗ



Направлению «фронт» соответствуют синфазные сигналы равного уровня в каналах Л и П. Направлению на левый фронтальный громкоговоритель ЛФ — «лево» — соответствует ситуация, когда уровень сигнала в канале П (правом) равен нулю, при этом сигнал в канале Л отличен от нуля. Направлению «право» — звук кажется исходящим из правого фронтального громкоговорителя ПФ — соответствует условие, когда $П \neq 0$, $Л = 0$. Направлению «тыл» соответствуют противофазные сигналы $Л$ и $П$ равного уровня.

Перемещение КИЗ в фронтальной полуплоскости (между левым и правым фронтальными громкоговорителями) кодируется изменением соотношения уровней синфазных сигналов $Л$ и $П$. Перемещение КИЗ в тыловой полуплоскости кодируется изменением соотношения уровней противофазных сигналов в каналах. Иначе говоря, источник звука воспринимается слушателем во фронтальной части пространства, если сигналы $Л$ и $П$ синфазны, и соответственно в тыловой части пространства, если они противофазны.

Возможно также получение ощущения движения «фронт-тыл» и «левый-правый» не по периметру, а непосредственно по кратчайшей траектории. Эффект движения КИЗ в направлении «фронт-тыл» достигается изменением разности фаз одинаковых по уровню сигналов $Л$ и $П$. При перемещении КИЗ в направлении «фронт–тыл» разность фаз сигналов $Л$ и $П$ изменяется от 0 до 180°. При переходе «тыл–фронт» разность фаз изменяется от 180 до 0 градусов.

**Адаптивное декодирование сигналов в системах с панорамным кодированием сигналов источников звука**

**Структурная схема АДУ.** Адаптивное декодирующее устройство (рис. 9.30) содержит управляемую матрицу УМ основных каналов воспроизведения 1, 2,..., $N'$ и блок управления БУ, включающий схему нормирования СН, формирователь управляющих сигналов ФУС для УМ, схему опознавания режима ОР работы устройства. Сигнал $\theta$ управляет работой ФУС. Структура УМ полностью определяется типом системы воспроизведения, точнее говоря числом громкоговорителей и их размещением в пространстве.

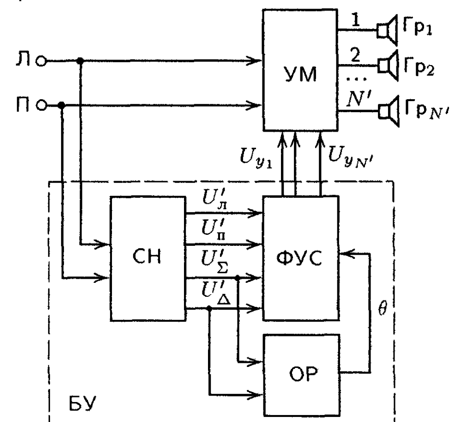



**Рис. 9.30.** Структурная схема адаптивного декодирующего устройства

В схеме ОР из нормированных суммарного $U'_\Sigma$ и разностного $U'_\Delta$ выходных сигналов СН вырабатываются два разных по величине постоянных напряжения $\theta_1$ и $\theta_2$ Одно из них $\theta_1$ соответствует режиму формирования единственного КИЗ, а второе $\theta_2$ — режиму формирования

множества КИЗ. При этом переход АДУ в режим формирования единственного КИЗ составляет около 10 мс, а в режим множества КИЗ — соответственно около 30 мс.

Сигнал $\theta(t)$ изменяет постоянные времени $T$ в цепях формирования сигналов управления. Заметим, что постоянная времени

$$T = \begin{cases} 3...5 \text{ мс} & \text{при } \theta(t) = \theta_1 \text{ (единственный КИЗ);} \\ 2 \text{ с} & \text{при } \theta(t) = \theta_2 \text{ (множество КИЗ или пауза передачи).} \end{cases}$$

Изменение постоянной времени $T$ в цепях формирования сигналов управления обеспечивает уровень паразитной амплитудной модуляции в выходных сигналах АДУ ниже порогов их слуховой заметности.

В современных АДУ все пространство состояний сигналов стереопары $Л(t)$ и $П(t)$ разделено на два подпространства. Первое из них соответствует режиму формирования единственного КИЗ, а второе — формированию множества КИЗ. Повышение эффективности работы АДУ основано на реализации для каждого из этих режимов работы своего оптимального алгоритма декодирования сигналов $Л(t)$ и $П(t)$.

Рассмотрим характеристики АДУ при его работе в статическом режиме на примере отечественных систем «Суперфон-35» и «АВС-стерео».

**Режим формирования единственного КИЗ.** Декодирование сигналов $Л(t)$ и $П(t)$ в системе «Суперфон-35» (рис. 9.31,*а*) выполняют матрицы М1 и М2, управляемые аттенюаторы $УА_1,...,УА_4$ и декодер зальных каналов ДЗК. В матрице М1 сигналы $Л$ и $П$ подвергаются суммарно-разностному преобразованию. На выходах матрицы М1 имеем сигналы $Л$, $0{,}7(Л+П)$, $0{,}7(Л-П)$, $П$, которые проходят управляемые аттенюаторы $УА_1...,УА_4$ с коэффициентами передачи соответственно $b_1$, $b_2$, $b_3$, $b_4$ и поступают на входы матрицы М2. Здесь они подвергаются второму суммарно-разностному преобразованию. На выходах матрицы М2 имеем

$$\begin{aligned} ЛФ &= 0{,}5(Л+П)b_1 + 0{,}5(Л-П)b_2; \\ ПФ &= 0{,}5(Л+П)b_1 - 0{,}5(Л-П)b_2; \\ Ф &= 0{,}7(Лb_3 + Пb_4); \\ Э &= 0{,}7(Лb_3 - Пb_4), \end{aligned} \qquad (9.34)$$

где $ЛФ$, $ПФ$, $Ф$, $Э$ — левый, правый, фронтальный и эффектный выходные сигналы АДУ; $b_1$, $b_2$, $b_3$, $b_4$ — коэффициенты передачи УА; 1–5 — входы для подачи сигналов управления. Для того чтобы в сигналах $Ф$ и $Э$ в равной мере присутствовали сигналы $Л$ и $П$, необходимо выполнение условия $b_3 = b_4 = b$.

Декодер зальных каналов формирует сигналы стен $ЛС$ и $ПС$ по правилу:

$$ЛС = Эb_{ЛС}; \quad ПС = Эb_{ПС}, \qquad (9.35)$$

причем $b_{ЛС}$ и $b_{ПС}$ — коэффициенты передачи УА декодера зальных каналов



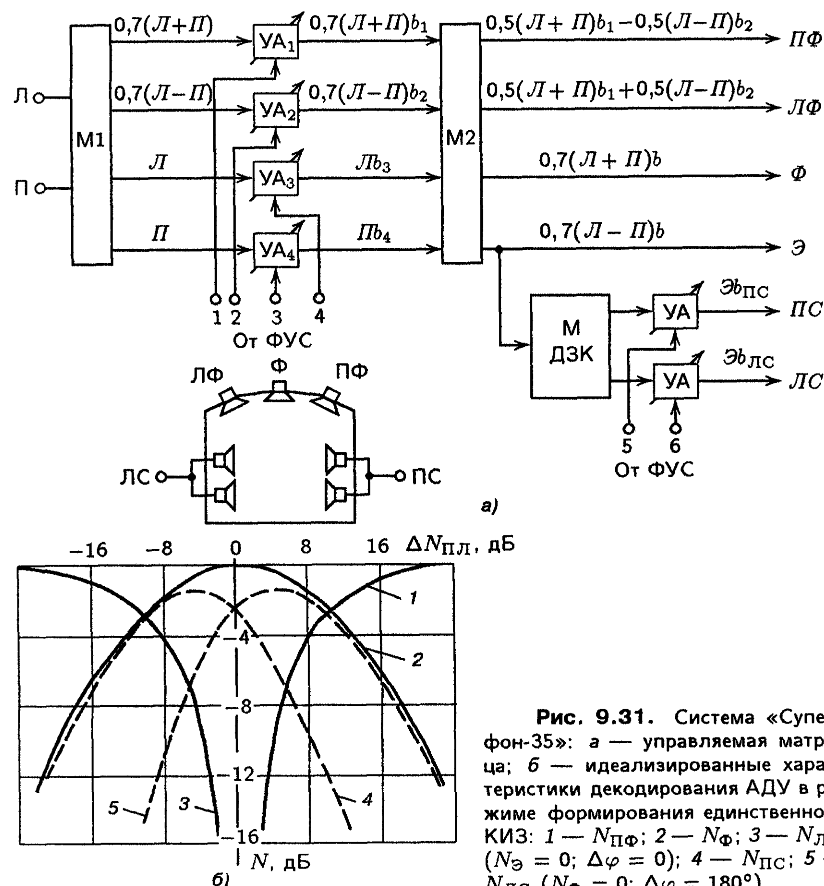



**Рис. 9.31.** Система «Суперфон-35»: *а* — управляемая матрица; *б* — идеализированные характеристики декодирования АДУ в режиме формирования единственного КИЗ: *1* — $N_{ПФ}$; *2* — $N_{Ф}$; *3* — $N_{ЛФ}$ ($N_{Э} = 0$; $\Delta\varphi = 0$); *4* — $N_{ПС}$; *5* — $N_{ЛС}$ ($N_{Ф} = 0$; $\Delta\varphi = 180°$)

Характеристики декодирования в режиме формирования единственного КИЗ показаны на рис. 9.31,*б*. По оси абсцисс отложена разность уровней сигналов $Л$ и $П$, а по оси ординат — уровень $N$ сигнала на выходе УМ, вычисленный относительно его максимального значения. Кривые *1, 2, 3* на рисунке соответствуют случаю, когда сигналы $Л$ и $П$ синфазны, при этом сигнал $Э$ равен нулю; кривые *4, 5* (штриховые линии) соответствуют случаю, когда входные сигналы $Л$ и $П$ противофазны, тогда сигнал Ф равен нулю.

В системе «АВС-стерео» (рис. 9.32,*а*) уравнения декодирования имеют вид

$$\begin{aligned} ЛФ &= Лb_{ЛФ}; \quad ЛТ = (Л - kП)b_{ЛТ}; \\ ПФ &= Пb_{ПФ}; \quad ПТ = (П - kЛ)b_{ПТ}. \end{aligned} \qquad (9.36)$$

Здесь $ЛФ$, $ПФ$, $ЛТ$, $ПТ$ — соответственно левый фронтальный, правый

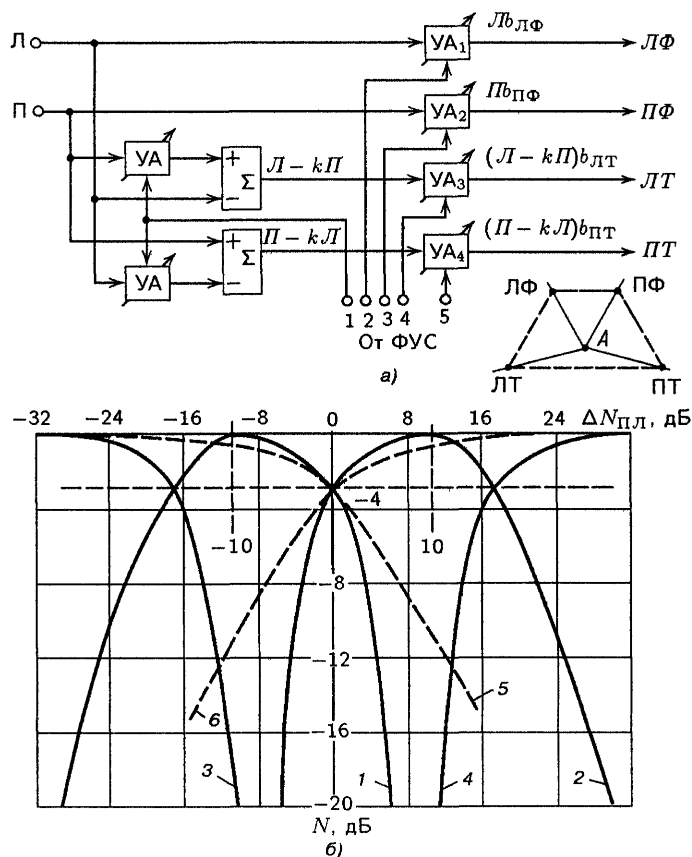



**Рис. 9.32.** Система пространственного звучания «АВС-стерео» с адаптацией: *а* — управляемая матрица; *б* — характеристики декодирования в режиме формирования единственного КИЗ: *1* — $N_{ЛФ}$; *2* — $N_{ПФ}$; *3* — $N_{ЛТ}$; *4* — $N_{ПТ}$ ($\Delta\varphi = 0$); *5* — $N_{ЛТ}$; *6* — $N_{ПТ}$ ($N_{ЛФ} = N_{ПФ} = 0$; $\Delta\varphi = 180°$)

фронтальный, левый тыловой, правый тыловой выходные сигналы АДУ; $b_{ЛФ}$, $b_{ПФ}$, $b_{ЛТ}$, $b_{ПТ}$ — коэффициенты передачи УА. Характеристики декодирования для этой системы в режиме формирования единственного КИЗ показаны на рис 9.32,*б*. По оси абсцисс отложена разность уровней $\Delta N_{ПЛ}$ сигналов *Л* и *П*, а по оси ординат — уровень $N$ сигнала на выходе УМ, вычисленный относительно его максимального значения Кривые *1, 2, 3, 4* соответствуют случаю, когда сигналы *Л* и *П* синфазны Кривые *5* и *6* (штриховые линии) соответствуют случаю, когда входные сигналы *Л* и *П* противофазны. Сигналы *ЛФ* и *ПФ* в данном случае равны нулю, а уровни сигналов *ЛТ* и *ПТ* отображают кривые *5* и *6*.

В режиме формирования единственного КИЗ каждому состоянию АДУ соответствует матрица пространственного декодирования $\mathbf{B}$ сигналов стереопары, дающая лишь два сигнала воспроизведения $y_j$, отличные от нуля. Иначе говоря, при работе АДУ в этом режиме КИЗ формируется сигналами не более, чем двух громкоговорителей, а зона стереоэффекта не отличается от той, которая свойственна многоканальной стереофонической системе звукопередачи ($n = N'$) с идентичной системой воспроизведения.



**Режим формирования множества КИЗ**. При работе АДУ в данном режиме непрерывная адаптация УМ к каждому из первичных сигналов одновременно невозможна. В этом случае следует говорить лишь об адаптации элементов матрицы $\mathbf{B}$ к системе воспроизведения, конечно, с учетом свойств пространственного слуха человека. Элементы матрицы $\mathbf{B}$ — постоянные числа, причем коэффициенты передачи УА равны 1 и уравнения декодирования приобретают вид:

а) для системы «АВС-стерео» с адаптацей ($k = 0{,}71$):

$$ЛФ = Л; \quad ЛТ = Л - 0{,}71П; \quad ПФ = П; \quad ПТ = П - 0{,}71Л; \qquad (9.37)$$

б) для системы «Суперфон-35»:

$$ЛФ = Л; \quad Ф = 0{,}7(Л + П); \quad ПФ = П; \quad Э = 0{,}7(Л - П). \qquad (9.38)$$

Разделимость каналов воспроизведения при передаче основных направлений при работе АДУ в рассматриваемом режиме существенно хуже, а зона стереоэффекта наименьшая. Это объясняется тем, что весьма часты ситуации, когда формирование КИЗ выполняется сигналами не двух, а большего числа громкоговорителей (чаще всего — трех).

## 9.12. Многоканальные стереофонические системы

Напомним, что к этому классу систем относятся те из них, которые удовлетворяют условию $n = N' > 2$. На рис. 9.33,*а* и *б* изображено соответственно расположение микрофонов в помещении записи и громкоговорителей в помещении воспроизведения. Варианты систем обозначены на рис. 9.33,*в* числами 0, 1,..., 11. Результатом экспертиз явилась обобщенная сравнительная оценка качества звучания $Q$ [см. (9.1)] (рис. 9.33,*в*), полученная методом парных сравнений. По оси абсцисс отложен порядковый номер системы. За базовый вариант при сравнительном прослушивании принято звучание обычной стереофонической системы ($n = N' = 2$), поэтому для нее $Q = 0$. Расположение микрофонов и громкоговорителей одинаково, каждый микрофон отдельным каналом связан с соответствующим громкоговорителем.

Результаты экспертиз позволяют сделать следующие выводы.

1) увеличение числа раздельных каналов передачи повышает качество звучания, лучшие варианты многоканальных систем (6, 7 и 11 на рис 9 33,*в*) уверенно предпочитаются обычной стереофонической системе звукопередачи, их внедрение может обеспечить новый качественный скачок в развитии радиовещания, телевидения, кинематографа,

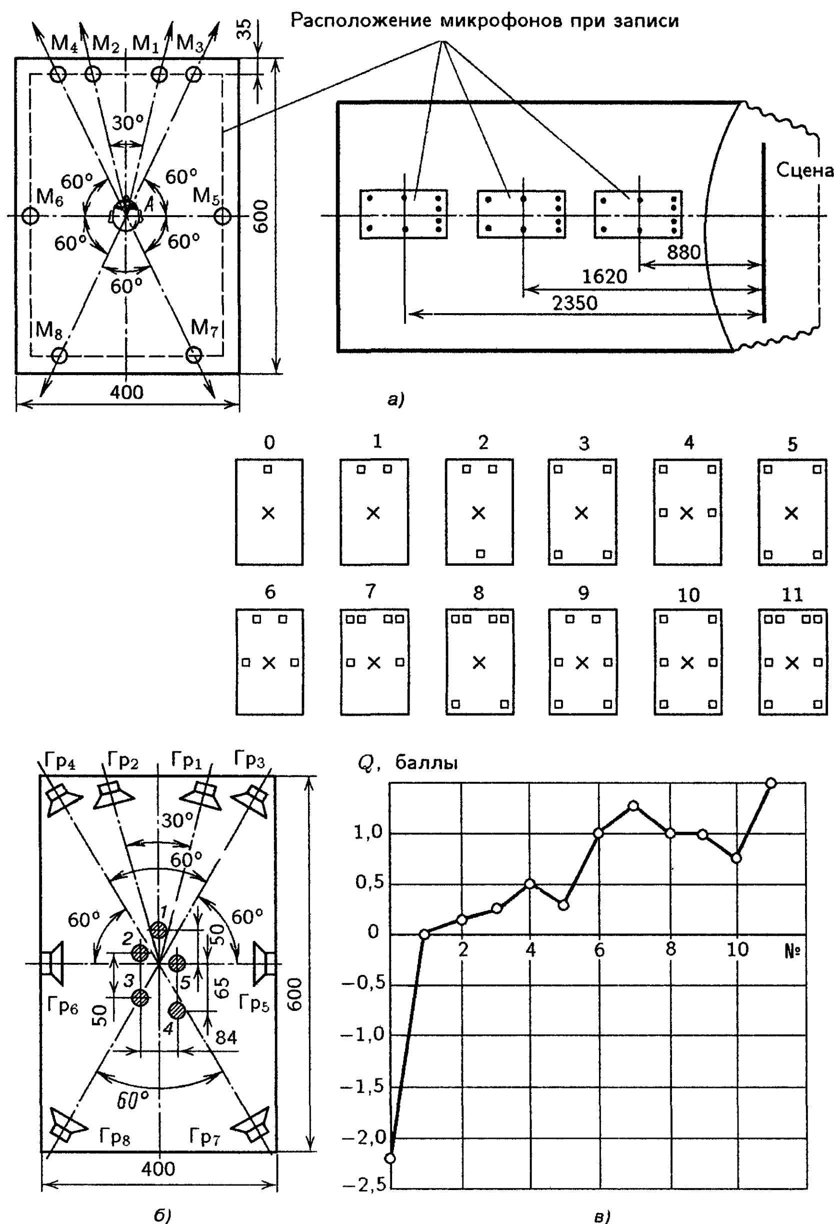



**Рис. 9.33.** Расположение микрофонов (*а*), громкоговорителей (*б*) и обобщенная оценка качества звучания (*в*) для исследованных вариантов многоканальных стереофонических систем



2) для каждого числа раздельных каналов передачи существует свой оптимальный с позиций пространственного слуха человека вариант расстановки громкоговорителей в помещении прослушивания, обеспечивающий предельно достижимое для данного значения $n$ качество звучания $Q$. При этом, чем больше область пространства, в пределах которой система звукопередачи способна обеспечить восприятие направлений прихода звуков, тем выше (при прочих равных условиях) обеспечиваемое ею качество звучания;

3) при многоканальной звукопередаче основную роль играют признаки качества, связанные с пространственным восприятием: глубина звуковых образов $F_1$, полнота звучания $F_2$, ясность звучания $F_3$. Линейная многомерная модель оценки качества звучания [см. (9.1)] при этом имеет вид

$$Q = 0{,}253F_1 + 0{,}365F_2 + 0{,}161F_3. \qquad (9.39)$$

Цифры перед значениями факторов $F_i$ в этой модели представляют собой значимость (вес) каждого из них при формировании суждения о качестве звучания.

Наиболее очевидным путем повышения качества звучания является увеличение числа раздельных каналов передачи звука $n$ и соответственно с этим числа громкоговорителей системы воспроизведения при условии оптимального размещения последних относительно слушателя. При этом наиболее предпочтительным является вариант расстановки громкоговорителей типа «трапеция» (см. рис. 9.5). Увеличение $n$ требует: разработки нового комплекса аппаратуры студийного тракта радиодомов и телецентров, студий звукозаписи (эта проблема сегодня решена, производство многоканальных фонограмм является обычным явлением); принципиально нового передающего оборудования, включая аппаратуру распределения программ (эта проблема решается наиболее просто для цифровых систем радиовещания); устройств индивидуального пользования (магнитофонов, электрофонов, радиоприемников, тюнеров и звуковоспроизводящих комплексов), что требует определенной реорганизации производства.

В этой связи особый интерес для применения в радиовещании и телевидении представляют матричные стереофонические системы с панорамным кодированием сигналов источников, позволяющие существенно повысить качество звучания по сравнению с обычной стереофонией, но при этом не требующие реорганизации приемопередающей сети, включая и сеть распределения программ. Это существенное их достоинство. Вообще говоря, переход к многоканальным системам звукопередачи целесообразен лишь в том случае, когда все другие возможности, не требующие столь кардинальных перемен, уже полностью исчерпаны.

## 9.13. Звуковые системы фирмы Dolby Lab

Прочное место на рынке телекоммуникаций и шоу-бизнеса занимают системы пространственного звучания Dolby Stereo (формат 3/1), Dolby Surround (3/2), Dolby Pro Logic (3/2), Dolby Digital (5.1) и Dolby EX (6.1). Принятое для них расположение громкоговорителей в помещении прослушивания показано на рис. 9.34. На первом этапе развития систем фирмы Dolby Lab, когда в руках разработчиков было только два канала передачи-записи информации, на основе матричной технологии была разработана двухканальная стереофоническая система повышенного качества звучания Dolby Stereo, а чуть позже и система Dolby Surround. Обе они ориентированы прежде всего на кинематограф и содержат кодирующее устройство (КУ) на стороне передачи и декодирующее устройство (ДКУ) — на стороне воспроизведения (рис. 9.35,*а*). На входы КУ подаются четыре сигнала: $L$, $C$ и $R$ — левый, фронтальный и центральный фронтальные сигналы, а также сигнал окружения $S$ (Surround). Сигналы $L$, $R$ и $C$ получены от микрофонов, установленных вблизи от эстрады соответственно в левой, фронтальной и правой частях звукового поля студии. В этой области основную роль играют

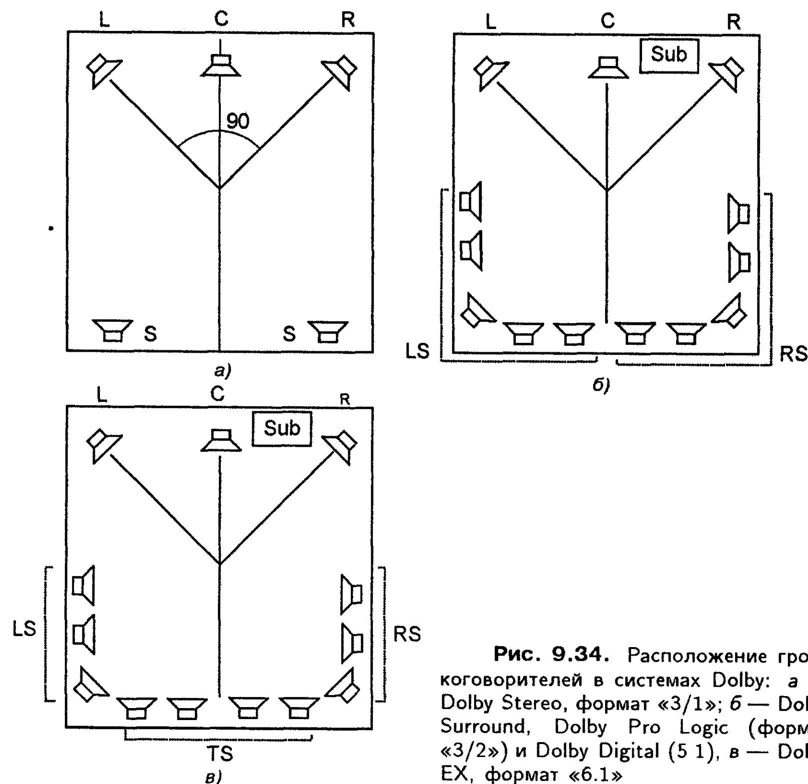



**Рис. 9.34.** Расположение громкоговорителей в системах Dolby: *а* — Dolby Stereo, формат «3/1»; *б* — Dolby Surround, Dolby Pro Logic (формат «3/2») и Dolby Digital (5 1), *в* — Dolby EX, формат «6.1»



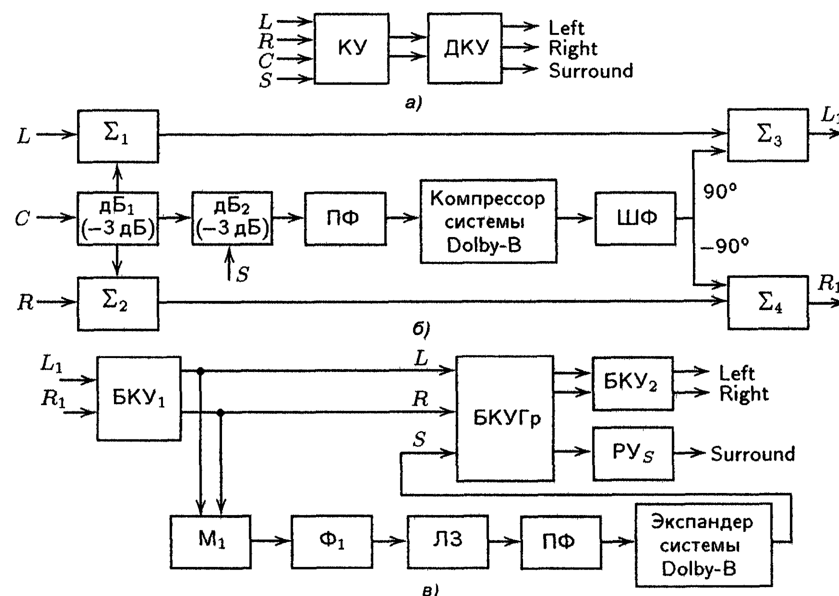



**Рис. 9.35.** Система Dolby Surround: *а* — упрощенная структурная схема; *б* — кодирующее устройство: *в* — пассивное декодирующее устройство

сигналы прямых звуков, поступающих от исполнителей по кратчайшему пути. Сигнал $S$ получен от микрофонов, расположенных в удаленной от эстрады области и содержат в основном реверберирующий звук помещения. Левый $L$ и правый $R$ сигналы (рис. 9.35,*б*) через сумматоры $\Sigma_1$, $\Sigma_2$, $\Sigma_3$, $\Sigma_4$ без каких-либо изменений, кроме их уровня, поступают на выход КУ. К каждому из них добавляется в равном соотношении сигнал фронтального канала С, ослабленный аттенюатором дБ$_1$ по уровню на 3 дБ. Сигнал окружения $S$ проходит аттенюатор дБ$_2$, где он ослабляется по уровню также на 3 дБ. Далее этот сигнал поступает на полосовой фильтр ПФ с частотами среза 100 и 7000 Гц, после чего обрабатывается процессором системы шумоподавления Dolby Noise Reduction B и затем подается на вход широкополосного двухканального фазовращателя ШФ, где в каждом из каналов сдвигается по фазе соответственно на $+90°$ и $-90°$. Далее оба этих противофазных сигнала поступают входы сумматоров $\Sigma_3$ и $\Sigma_4$. Сигналы $L_1$ и $R_1$, полученные на выходах КУ, называют комплексными стереофоническими сигналами.

При прослушивании выходных сигналов кодера Dolby через громкоговорители Гр$_1$ и Гр$_2$ обычной двухканальной стереофонической системы звук канала С присутствует в равной степени в обоих каналах воспроизведения. Он образует виртуальный громкоговоритель, расположенный в центре базы Гр$_1$ и Гр$_2$ Звук канала S излучается этими громкоговорителями в противофазе Этот звук воспринимается как едва заметный, призрачный, размытый между Гр$_1$ и Гр$_2$

Пассивный декодер системы Dolby Surround (рис. 9.35,*в*) восстанавливает входные сигналы КУ. Он содержит блок контроля баланса уровней сигналов $L_1$ и $R_1$ (БКУ$_1$), матрицу М$_1$, выделяющую сигнал окружения $S$ и являющуюся по сути дела вычитающим устройством, фильтр Ф$_1$, линию задержки ЛЗ, полосовой фильтр ПФ с полосой частот 100...7000 Гц, экспандер модифицированный компандерной системы Dolby B, блок контроля уровня громкости сигналов $L$, $R$ и $S$ (БКУГр), блок регулировки баланса уровней сигналов $L$ и $R$ (БКУ$_2$) и регулятор подстройки уровня сигнала $S$ (РУ$_s$). Сигнал окружения $S$ с выхода ДКУ подается на одну (Dolby Stereo) или две (Dolby Surround) распределенных системы громкоговорителей (рис. 9.34,*а* и *б*).

Громкоговоритель канала сверхнизких частот СНЧ (Soobwufer), работающий в полосе частот 20...125 Гц, может располагаться в любом месте помещения, ибо он не влияет на пространственную структуру стереопанорамы. Однако фирма Dolby Lab рекомендует устанавливать не один, а два громкоговорителя канала СНЧ. Один из них — на расстоянии одной пятой ширины помещения от одной боковой стены, а второй — на расстоянии одной трети ширины помещения ближе уже к другой боковой стене. Это позволяет избежать превалирования низких частот в одной стороне помещения, а также устранить возможность возникновения резонансов в помещении, которые могли бы появиться при центральном размещении одного громкоговорителя СНЧ.

Полоса частот громкоговорителя фронтального канала C ограничивается сверху значением 9000 Гц. Левый и правый фронтальные громкоговорители излучают полную полосу частот (20...20000 Гц), в то время как громкоговорители канала окружения S работают в полосе частот 100...7000 Гц. Заметим, что компоненты сигнала S воспроизводятся дополнительно также левым L и правым R фронтальными громкоговорителями, но они излучаются ими в противофазе и практически не влияют на восприятие слушателем звука канала окружения.

Основным недостатком любой матричной системы звукопередачи является наличие мешающих сигналов, искажающих пространственную структуру стереопанорамы. Поэтому их уровень должен быть как можно меньше. Заметим, что если на вход КУ (рис. 9.35,*а*) воздействует только один из сигналов $L$, или $C$, или $R$, или $S$, то на выходах ДКУ будут появляться наряду с полезным и мешающие сигналы. Например, если на вход КУ поступает сигнал $L$, то полезным на выходе ДКУ будет сигнал только левого фронтального громкоговорителя (Left); остальные сигналы должны рассматриваться в этом случае как мешающие (вредные). Последние излучаются соседними по отношению к основному громкоговорителями, они ослаблены по уровню относительно основного сигнала лишь на 3 дБ (рис 9.36,*а*) Иначе говоря, разделимость (изолированность) любого основного канала от соседних составляет здесь лишь 3 дБ. В тоже время развязка между левым L и правым R каналами, а также между фронтальным C и пространственным S каналами теоретически



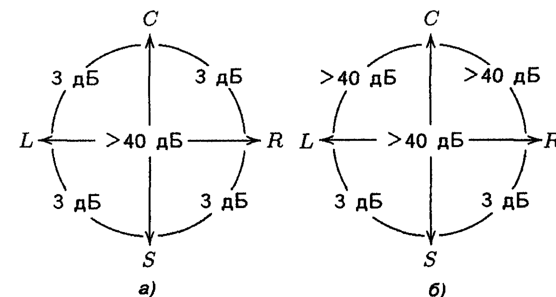



**Рис. 9.36.** Разделимость каналов L, R, C, S в системе Dolby Surround: *а* — объективно существующая; *б* — кажущаяся при слуховом восприятии при наличии ЛЗ и системы шумоподавления Dolby Noise Reduction типа B

бесконечно велика, если АЧХ и ФЧХ КУ и ДКУ системы идеальны. Это условие, особенно в области верхних частот, выполнить очень трудно при наличии суммарного и разностного преобразований исходных сигналов в КУ и ДКУ. Именно по этой причине полоса частот в каналах C и S ограничена сверху. Известно, что высокочастотные компоненты сигналов образуют четкие хорошо локализуемые компактные КИЗ. Поэтому их исключение, особенно в канале S, приводит к тому, что слушатели не связывают восприятие сигнала $S$ с направлением на громкоговорители окружения. Звуковые образы канала S кажутся им этом случае размытыми и распределенными в пространстве. Система шумопонижения Dolby Noise Reduction B дополнительно подавляет в канале S проникающие в них компоненты сигналов $L$ и $R$, когда уровни последних существенно ниже уровня сигнала $S$. Кроме того, в канал S включена также линия задержки ЛЗ с временем запаздывания, выбираемым в пределах от 10...15 до 25...30 мс в зависимости от объема помещения и от расстояний до фронтальных (L, C, R) и тыловых (S) громкоговорителей. Наличие ЛЗ гарантирует, что звук фронтальных громкоговорителей достигнет ушей слушателя раньше, чем звук тыловых, а значит, возможность ошибки в оценке фронтального и тылового направлений будет исключена. Тем самым устраняется возможность ложной оценки направления на звуковой образ вследствие присущего слуху эффекта Хааса. С учетом всего изложенного реальная разделимость каналов L от R и C, от C, а также C от S и наоборот составляет реально не менее 40 дБ (рис. 9.36,*б*).

Применение пассивных декодеров не способно обеспечить правильную локализацию источников звука в пространстве на значительной площади прослушивания. С этой точки зрения определенным преимуществом обладают декодеры с регулируемым усилением в канала воспроизведения, точно также как это выполняется в адаптивных стереофонических системах звукопередачи (см. разд. 9.11)

Возможны два подхода к их построению. Предположим, что каждый из выходных каналов содержит свой усилитель УУ$_1$, .,УУ$_4$ с управляемым коэффициентом передачи. Пусть сигналы управления для них формируются из входных сигналов ДКУ $L_1$, $R_1$, а также из их суммы $L_1 + R_1$ и разности $L_1 - R_1$ в специальном блоке БФУС В этом блоке определяется, в каком канале следует уменьшить усиление, чтобы

ослабить (подавить) мешающие (вредные) сигналы. Например, если на входе КУ присутствует только сигнал $C$, то следует уменьшить усиление в каналах L и R и т.п. Фактически звук может приходить с любого направления в пределах $360^0$ и этого можно достичь, меняя в соотношение уровней сигналов в каналах воспроизведения. Но нужно это делать таким образом, чтобы для любого направления формирование КИЗ выполнялось бы сигналами не более чем двух каналов воспроизведения, точно также как это делается, например, в режиме формирования единственного КИЗ стереофонической системы повышенного качества звучания (см. разд. 9.11). Однако таким методом задача решается эффективно, лишь для случая единственного КИЗ.

Ситуация существенно усложняется, если звуковых образов несколько. Пусть, например, речь звучит на фоне музыки, при этом музыка по замыслу оператора должна воспроизводится громкоговорителями каналов L и R, а речь — громкоговорителем канала C. Пассивный декодер с этой задачей вообще не справится: речь будет воспроизводиться громкоговорителями всех трех каналов L, C, R; через громкоговоритель канала C будет прослушиваться и суммарный сигнал $L+R$, а через громкоговоритель канала S — разностный сигнал $L-R$. Теперь предположим, что ДКУ считает доминирующим сигналом речь, тогда он должен увеличить уровень сигнала в канале C и уменьшить соответственно уровень сигнала в каналах L и R. При этом музыкальное сопровождение останется в каналах C (монофонический сигнал $L+R$) и S (разностный сигнал $L-R$). В моменты времени, когда говорящие герои замолкают (пауза), восстанавливается усиление в каналах L и R. При появлении речи музыкальное сопровождение по уровню опять уменьшается. Такие изменение в звучании легко ощутимы, заметны на слух.

Другой способ состоит в попытке компенсации мешающих сигналов путем формирования их противофазных компонент и последующего сложения с исходными сигналами. Например, если взять сигнал правого канала R и инвертировать его по фазе и затем сложить с выходным сигналом левого канала L, то компоненты сигнала $C$ в левом и правом каналах окажутся противофазными и после сложения взаимно компенсируются, а значит в канал L компоненты сигнала $C$ не попадут. Именно этот принцип взаимной компенсации (cancellation concept) и используется в активных декодерах системы Dolby Pro Logic Важно, что после исключения компонент сигнала $C$ из левого канала воспроизведения, громкость (энергия сигнала) звука в этом канале не упадет, ибо компоненты сигнала $C$ заместятся в этом канале инвертированным сигналом канала R (constant — power concept). В центральном канале по-прежнему прослушивается также и сумма сигналов $L+R$. В итоге доминирующий сигнал речи (фокусируется) в направлении громкоговорителя центрального канала C, а музыкальный фон, по-прежнему воспроизводится громкоговорителями каналов L и R и воспринимается как размытый звуковой образ Здесь используется важное свойство



психологии слуха — его способность концентрировать внимание именно на доминантном направлении, воспринимая все остальные звуки с других направлений как размытый (без четкой идентификации его в пространстве) звуковой образ. Этот принцип получил название «выделение доминирующего направления».

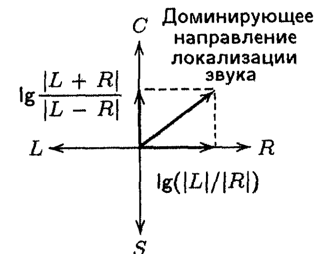


**Рис. 9.37.** К вопросу о выделении при декодировании доминирующего направления

Рассматривая этот пример, мы предполагали, что громкость речи существенно выше музыкального фона. Если оба сигнала по уровню громкости близки, то один из них становится маскирующим для компонентов другого, попавшего не в свои каналы и требования к их «развязке» снижаются. В некоторых ситуациях вообще желательно исключить регулировку уровней сигналов на выходах ДКУ, сделав декодер пассивным. Этот режим аналогичен режиму множества КИЗ в системах с адаптацией (см. разд. 9.11). Например, звуки дождя или ветра. Они не связываются с каким либо конкретным каналом и могут воспроизводиться всеми громкоговорителями. Самая крайняя ситуация — все звуки связаны с одним единственным направлением (единственный КИЗ). С этой ситуацией не может справиться пассивный декодер, но для активного декодера — это наиболее простая ситуация. Самая трудная ситуация, когда мы должны передать одновременно два разных направления без доминирования. В такой системе, которая постоянно перестраивается, выделяя то или иное доминирующее направления звука, очень важную роль играет с позиций слуха оптимальный выбор временны́х параметров декодера. Здесь также реализовано два режима работы — быстрый и медленный. Быстрый режим реакции ДКУ используется, если доминирующее направление явно выражено и если эти направления последовательно меняются. Медленный режим используется, когда доминирующих направлений несколько и они близки по уровню громкости.

Вся информация, необходимая активному декодеру для управления усилением каналов воспроизведения извлекается им из входных сигналов. Ее достаточно для идентификации любого направления, что иллюстрирует рис. 9.37. Здесь ось $X$ соответствует левому $L$ и правому $R$ направлениям звука (каналы L и R), ось $Y$ — фронтальному (канал C) и тыловому направлениям (канал S) локализации Меняя амплитуды каждого из этих четырех выходных сигналов можно получить любое направление локализации звука в горизонтальной плоскости.

Структурная схема ДКУ системы Dolby Pro Logic представлена на рис. 9.38 Она содержит полосовой фильтр ПФ с частотами среза 100 и 7000 Гц, матрицу $M_1$, где выполняется суммарно-разностное преобразование входной пары сигналов $L_1$ и $R_2$, формирователь сигналов управления (ФСУ), управляемые усилители УУ и матрицу $M_2$ формирования

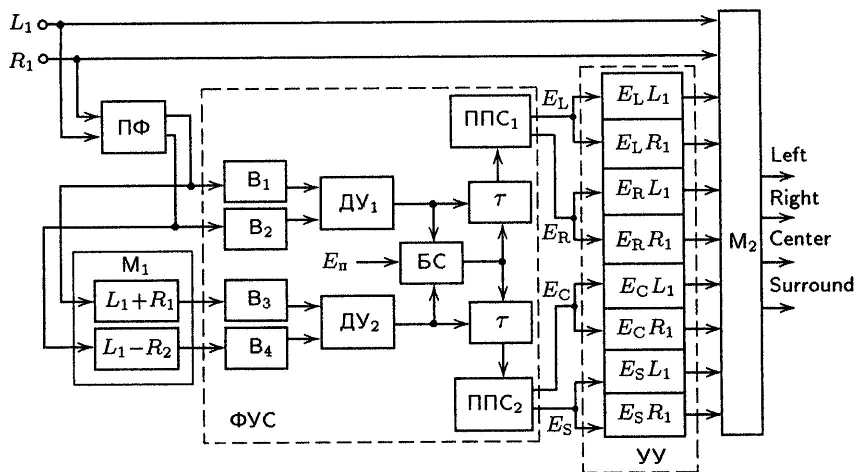



**Рис. 9.38.** Структурная схема активного декодера системы Dolby Pro Logic

выходных сигналов декодера (Left, Right, Center, Surround). Основную часть ДКУ образуют элементы ПФ и ФУС, выполняющие анализ входной пары сигналов и формирование сигналов управления и лишь относительно небольшая их часть $\text{М}_1$, УУ и $\text{М}_2$ участвует в обработке входной пары сигналов с целью получения выходных сигналов декодера.

Основная задача ДКУ — правильно определить доминирующее направление, если таковое в текущий момент времени имеется. Перед обработкой сигналы $L_1$ и $R_2$ нормируются, чтобы исключить ошибки, связанные с не идентичностью характеристик каналов передачи-записи информации.

Полосой фильтр ПФ отсекает высокочастотные компоненты входных сигналов с тем, чтобы исключить их из последующего анализа, так как именно они наиболее подвержены фазовым искажениям, возникающим в каналах передачи. Кроме того, напомним также, что на частотах выше 7000 Гц энергия звуковых сигналов существенно ниже, чем в области средних частот, поэтому их вклад в оценку азимута КИЗ незначителен. Далее сигналы $L_1$, $R_1$, $L_1+R_1$ и $L_1-R_1$ выпрямляются и усредняются ($B_1$, $B_2$ $B_3$, $B_4$), полученные в результате этой операции их огибающие поступают попарно на входы двух дифференциальных усилителей $\text{ДУ}_1$ и $\text{ДУ}_2$. При этом медленно меняющееся напряжение на выходе $\text{ДУ}_1$ пропорционально логарифму отношения амплитуд $\lg[|\overline{L_1}|/|\overline{R_1}|]$ огибающих $|\overline{L_1}|$ и $|\overline{R_1}|$ сигналов $L_1$ и $R_1$, а напряжение на выходе $\text{ДУ}_2$ соответственно пропорционально логарифму отношения амплитуд $\lg[|\overline{L_1+R_1}|/\overline{L_1-R_1}|]$ огибающих $|\overline{L_1+R_1}|$ и $|\overline{L_1-R_1}|$ сигналов $L_1+R_1$ и $L_1-R_1$. Заметим, что каждый из этих двух сигналов является биполярным, т.е. положительным (если $L_1>R_1$ или $|\overline{L_1+R_1}|>|\overline{L_1-R_1}|$) и отрицательным (когда $L_1<R_1$ или $|\overline{L_1+R_1}|<|\overline{L_1-R_1}|$). Оче-



видно (рис. 9.37), что если сигнал на выходе $\text{ДУ}_1$ положителен, то это значит, что источник звука находится справа от медианной плоскости головы слушателя, если же при этом еще и сигнал на выходе $\text{ДУ}_2$ также положителен, то источник звука расположен справа во фронтальной части пространства. При этом его азимут в пространстве полностью определяется этой парой сигналов. Если эти сигналы равны нулю, то доминирования какого либо в этом случае нет. Величина каждого из этих сигналов в блоке сравнения БС сравнивается с пороговым напряжением $E_\text{п}$ и, если один из этой пары сигналов или оба они оказывается выше некоторого порогового значения, то это говорит о наличии доминирующего направления локализации. Как только его наличие идентифицируется, то устройство переходит в быстрый режим работы и наоборот. Переключение постоянных времени выполняется одновременно в блоках, обозначенных на данном рисунке буквой $\tau$. При работе в *быстром* режиме она составляет 3...5 мс, в *медленном* режиме — уже около 1...2 с. Преобразователи полярности сигналов $\lg[|\overline{L_1}|/|\overline{R_1}|]$ и $\lg[|\overline{L_1+R_1}|/|\overline{L_1-R_1}|]$ ($\text{ППС}_1$ и $\text{ППС}_2$) образуют из двух биполярных сигналов соответственно четыре однополярных $E_L$, $E_R$, $E_C$, $E_S$. Теперь вектор доминирующего направления оказывается уже представленным четырьмя сигналами, которые уже можно использовать для регулирования коэффициентов передачи управляемых усилителей УУ для компенсации мешающих сигналов. Они образуют матрицу, состоящую из восьми таких усилителей, на выходах которой мы имеем соответственно восемь сигналов $E_LL_1$, $E_LR_1$, $E_RL_1$, $E_RR_1$, $E_CL_1$, $E_CR_1$, $E_SL_1$, $E_SR_1$. С учетом входных сигналов $L_1$ и $R_1$ на выходную матрицу $\text{М}_2$ декодера системы Dolby Pro Logic поступает в общей сложности десять сигналов, где они суммируются и вычитаются с различными весовыми коэффициентами, образуя, в конечном итоге, выходные сигналы ДКУ — Left, Right, Center и Surround. Декодер обеспечивает точную передачу доминирующего направления, перераспределение мощности выходных сигналов так, чтобы исключить изменение громкости звучания и сделать регулировки коэффициентов передачи незаметными на слух.

Обычно в системы Dolby вводят также дополнительный канал сверхнизких частот (СНЧ) и соответствующий ему громкоговоритель СНЧ (Subwoofer), обеспечивающий воспроизведение сигналов в полосе частот до 80...125 Гц. Нижняя граница полосы частот, воспроизводимых фронтальными громкоговорителями, в данном случае может быть повышена до 80... 125 Гц без потери качества. При этом тракт сверхнизких частот оптимизируется с целью получения минимальных искажений на низших частотах. Остальные каналы воспроизведения определяют возможности системы по передаче пространственной информации и оптимизируются именно по указанному критерию.

Системы Dolby Digital и Doby EX в отличие от уже рассмотренных ранее являются дискретными системами звукопередачи, т.е. они имеют

соответственно 5 и 6 каналов передачи-записи информации. В них отсутствуют КУ и ДКУ, но так же, как и ранее, существует канал СНЧ.

## 9.14. Универсальный формат звуковых сигналов

Все многообразие систем передачи и воспроизведения звуковых сигналов включает универсальный формат, представленный в документе 9/63Е от 16 ноября 1993 г.). Он универсален и предназначен для использования в радиовещании, телевидении, кинематографе, в домашних аудиовидеокомплексах. Универсальность и совместимость с уже существующими форматами звукопередачи — его важное достоинство. Рекомендуемая расстановка громкоговорителей в помещении прослушивания для каждого из этих форматов показана на рис. 9.4,*а*, *в*, 9.5 и 9.6.

В соответствии с этим форматом на стороне передачи формируется пять звуковых сигналов:

1) левый $L$ (несет в основном информацию о левой фронтальной части звукового поля первичного помещения — студии);

2) правый $R$ (несет преимущественно информацию о правой фронтальной части звукового поля студии);

3) фронтальный $C$ (несет информацию о фронтальной части звукового поля студии);

4) левый эффектный тыловой $LS$ (несет в основном информацию о реверберирующих звуках левой тыловой части звукового поля студии);

5) правый эффектный тыловой $RS$ (несет в основном информацию о реверберирующих звуках правой тыловой части звукового поля студии).

Здесь важно отметить то, что на пару сигналов $L$ и $R$ требование совместимости не распространяется.

При помощи матрицы 1 из этой совокупности сигналов формируются левый $Л$ и правый $П$ базисные сигналы стереопары по правилу

$$Л = L + 0,7071C + 0,7071LS; \quad П = R + 0,7071C + 0,7071RS.$$

Заметим, что сигналы $Л$ и $П$ образуют совместимый стереосигнал, их сумма дает полноценный монофонический сигнал вида $M = Л + П$.

Всего на стороне передачи при помощи матрицы 1 формируются следующие пять звуковых сигналов, представленных в формате «3/2»:

$$Л = L + 0,7071C + 0,7071LS;$$
$$П = R + 0,7071C + 0,07071RS;$$
$$C_1 = 0,7071C,$$
$$S_1 = 0,7071LS + 0.7071RS,$$
$$S_2 = 0,7071LS - 0,7071RS.$$

Цифровая передача этих сигналов сегодня выполняется преимущественно в стандартах MPEG ISO/IEC 13818-3 и 11172-3 (см. гл. 12) При цифровой передаче сигналы $Л$, $П$, $C_1$, $S_1$ и $S_2$ объединяются в MPEG-кодере в два отдельных цифровых потока, один из которых (основной) представляет собой базисный сигнал стереопары $Л/П$ обычной стереофонии, а другой служит для передачи дополнительных фронтального $C_1$ и пространственных эффектных сигналов $S_1$ и $S_2$ (цифровой поток сигналов так называемого многоканального расширения $C_1/S_1/S_2$). В эту группу добавляются также сигналы управления процессом декодирования и сигналы идентификации формата передачи и воспроизведения, если таковые имеются.



Процедура декодирования сигналов $Л$, $П$, $C_1$, $S_1$ и $S_2$ на приемной стороне системы звукопередачи представлена ниже. После матрицы 2 имеем

$$L' = Л - C_1 - 0,5S_1 - 0,5S_2;$$
$$R' = П - C_1 - 0,5S_1 + 0,5S_2;$$
$$C' = 1,4142C_1;$$
$$LS' = 0,7071S_1 + 0,7071S_2;$$
$$RS' = 0,7071S_1 - 0,7071S_2.$$

Восстановленные сигналы подводятся к соответствующим громкоговорителям системы воспроизведения (см. рис. 9.5 и 9.6).

## Контрольные вопросы

1. Назовите основные ощущения при слушании программы в концертном зале с хорошей акустикой.
2. Сформулируйте назначение звуковой системы радиовещания и телевидения.
3. Дайте классификацию звуковых систем.
4. Перечислите признаки качества стереофонического эффекта. Каковы основные структурные отличия стереофонической системы от монофонической? Назовите условия, при которых стереофоническое звучание предпочитается монофоническому.
5. Постройте зависимости относительного смещения КИЗ при временной, интенсивностной и смешанной стереофонии. В чем причина появления пространственных искажений стереопанорамы? На что влияет появление пространственных искажений и почему?
6. Что называется коэффициентом эквивалентности? Как при помощи этой величины оценить азимут КИЗ при смешанной стереофонии?
7. Как можно аналитическим путем определить азимут КИЗ.
8. Поясните психоакустическую модель передачи пространственной информации. Всегда ли возможна локализация КИЗ? В каких ситуациях это невозможно?
9. Перечислите основные форматы звуковых сигналов. В чем преимущества универсального звукового формата?
10. Перечислите режимы работы АДУ Каким образом они могут быть реализованы?
11 Какие искажения возможны в системах с активным декодирующим устройством? Как эти искажения можно минимизировать?
12 Нарисуйте наиболее перспективную с вашей точки зрения звуковую систему для радиовещания и телевидения Почему вы считаете ее наилучшей?
13 Какой смысл вкладывается в понятие совместимость? Поясните это на ряде конкретных примеров.

# *Глава 10*

# Системы озвучения и звукоусиления

## 10.1. Назначение систем озвучения и звукоусиления

Системы озвучения и звукоусиления применяют, если звуковая мощность первичного источника звука (оратора, оркестра и т.д.) недостаточна для обеспечения нормальной слышимости в довольно большой зоне расположения слушателей в помещении или на открытом воздухе. Плохая слышимость на местах прослушивания может быть обусловлена целым рядом причин: шумами от посторонних источников звука, чрезмерно большими объемами озвучиваемых пространств, значительными расстояниями до слушателей, неблагоприятными акустическими свойствами помещений и др.

Система звукоусиления отличается от системы озвучения тем, что электроакустические преобразователи (микрофоны и громкоговорители) могут находиться в едином звуковом поле. Это может привести к появлению положительной акустической обратной связи (АОС) и генерации. В системах озвучения возможность воздействия на микрофон энергии, излучаемой громкоговорителями, отсутствует, так как первичный источник звука находится вне пределов озвучиваемого пространства. Поэтому все требования, предъявляемые к системам озвучения, справедливы и для систем звукоусиления. Однако потенциальная неустойчивость последних из-за самовозбуждения накладывает ряд специфических требований, которые необходимо учитывать при разработке, конструировании и практической реализации систем звукоусиления.

Качество звучания систем озвучения и звукоусиления в значительной степени определяется согласованием акустических характеристик озвучиваемого пространства с выходными характеристиками акустических систем, используемых для озвучения В связи с внедрением пространственных систем звукопередачи (Surround Sound) этому уделяется большое внимание при разработке адаптивных цифровых процессоров и систем компьютерного моделирования акустических свойств помещения В частности, программное обеспечение JBL «Проектирование распределенных систем» позволяет предсказать, как будет звучать система



в конкретном помещении. Однако для этого необходимо знание параметров акустической аппаратуры, измеренных не только на акустической оси излучателей (АЧХ, ФЧХ, кумулятивные спектры), но и в других точках пространства.

Для определения «пространственного» распределения звукового давления, излучаемого акустическими устройствами, в стандартах IEC 268-5, AES-5id-98, ГОСТ 16122-87 предусмотрено измерение их характеристик направленности и частотных характеристик акустической мощности.

## 10.2. Требования, предъявляемые к системам озвучения и звукоусиления

Системы озвучения и звукоусиления, как любые электроакустические системы, должны удовлетворять общепринятым требованиям относительно полосы эффективно воспроизводимых частот, неравномерности частотной характеристики, линейных и нелинейных искажений, уровню собственных шумов и др. Кроме перечисленных, предъявляется еще ряд специфических требований. К ним, в первую очередь, относятся максимальный ($N_{\max}$) и минимальный ($N_{\min}$) уровни звукового поля, создаваемые системой на озвучиваемой площади. Величины этих уровней определяются назначением системы озвучения. Если, например, система озвучения предназначена для создания музыкального фона на открытом пространстве в зоне гуляния и отдыха (сады, парки, открытые выставки), то максимальный уровень звукового давления не должен превышать 65...75 дБ. При передаче информации необходимый акустический уровень не нормируется и определяется понятностью речи.

Для создания эффекта звучания симфонического оркестра, необходимо обеспечить на местах расположения слушателей уровни, близкие к реальным, т.е. уровень давления в пределах озвучиваемой площади должен быть не ниже 90 дБ (94...96 дБ — уровень, развиваемый симфоническим оркестром в 10-м...12-м рядах партера).

Максимальный уровень $N_{\max}$ полезного акустического сигнала следует выбирать с учетом уровня шумов $N_{ш}$ в зоне расположения слушателей, необходимого уровня $N_{пр}$ превышения шумов минимальным полезным сигналом и динамического диапазона сигнала $D$:

$$N_{\max} = N_{ш} + N_{пр} + D.$$

Величину $N_{пр}$ следует выбирать, исходя из имеющихся сведений не только об уровне шумов $N_{ш}$ в озвучиваемом помещении (или на открытом пространстве), но также с учетом спектрального состава сигнала и шумов и возможной маскировки сигнала различными помехами. При этом, если $N_{\max}$ превышает порог болевого ощущения, то следует предусмотреть сжатие $D$

Под озвучиваемой поверхностью подразумевают поверхность на уровне голов слушателей Для сидящих слушателей эта поверхность

находится на высоте 1...1,5 м от пола, а для стоящих — на 1,5...2 м от поверхности, на которой они стоят.

Очевидно, что создать равномерное звуковое поле на всей озвучиваемой поверхности практически невозможно. Даже в пределах небольших расстояний (1...2 м) из-за затухания и интерференции звуковых волн, приходящих от различных громкоговорителей, уровни звукового поля будут различны.

Неравномерность озвучения — разность между максимальным и минимальным уровнями звукового поля в пределах озвучиваемой площади:

$$\Delta N = N_{\max} - N_{\min}. \tag{10.1}$$

Значение этого параметра определяется качеством работы системы звукоусиления. В пределах озвучиваемой поверхности желательно иметь его небольшим, так как минимальные уровни могут быть соизмеримы с акустическими шумами, а максимальные достигать порог болевого ощущения. Предельное значение неравномерности при воспроизведении музыки принимается равным 6 дБ, а при воспроизведении речи — 8 дБ.

Вследствие отражения звуковых волн от различных предметов или действия нескольких источников звука к слушателю будет приходить несколько звуковых сигналов с запаздыванием во времени, что может привести к возникновению слышимого эха. Подобное явление приводит к нарушению слитности звучания. Заметность мешающего эха зависит как от соотношения уровней основного и запаздывающего сигналов, так и временны́х интервалов между ними. Для музыкальных передач эхо не должно быть заметным, для речевых программ оно может быть заметным, но не должно снижать понятности речи. На рис. 10.1 приведены кривые зависимости разности уровней $\Delta N$ прямого и запаздывающего звуков от необходимого времени запаздывания $\tau$ для раздельного восприятия (кривая *1*) и появления мешающего эха (кривая *2*)

Человек на слух с большой точностью локализует источник звука — определяет направление прихода звуковых волн и местонахождение источника звука. Наилучшее восприятие получается при совпадении зрительного и слухового образов.

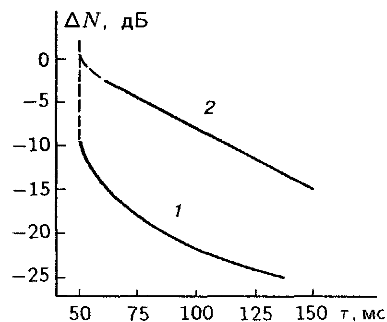



**Рис. 10.1.** Зависимость разности уровней прямого и отраженного звуков от необходимого времени запаздывания для раздельного восприятия (кривая *1*) и появления мешающего эха (кривая *2*)



## 10.3. Типы систем озвучения и звукоусиления

По принципу размещения громкоговорителей различают следующие системы озвучения и звукоусиления: сосредоточенные (централизованные), зональные (децентрализованные), общезональные, распределенные и комбинированные.

В сосредоточенной системе звук излучается одним или несколькими громкоговорителями, расположенными в одном месте или на небольшом расстоянии друг от друга. Такое размещение громкоговорителей применяется в кинотеатрах, концертных залах, на открытых площадках. Однако обеспечить равномерную слышимость в достаточно большой зоне слушания при сосредоточенной системе невозможно. Примеры размещения громкоговорителей приведены на рис. 10.2.

При зональной системе каждая группа громкоговорителей обслуживает свою зону. Эти зоны, как правило, стыкуют между собой, но уровни звукового поля внутри каждой зоны определяются только своей системой озвучения. Такое размещение громкоговорителей применяется для озвучения длинных узких пространств (коридоров здания, улиц) или больших площадей, где сосредоточенная система не может обеспечить требуемого уровня и однородности звукового поля. Совмещения зрительного образа со слуховым в этом случае достигнуть обычно не удается. Примеры различных вариантов размещения громкоговорителей при зональном озвучении показаны на рис. 10.3.

В общезональной системе озвучивания громкоговорители, расположенные в разных местах, излучают энергию на одну и ту же зону. Создается впечатление «звучащего пространства», поскольку звук воспринимается как бы исходящим с разных направлений. Звуковая энергия в пределах такой зоны обусловлена совместным действием нескольких громкоговорителей, поэтому возможно появление мешающего эха — раздельного восприятия сигналов различных громкоговорителей из-за разницы во времени прихода звука. Величина этого временно́го

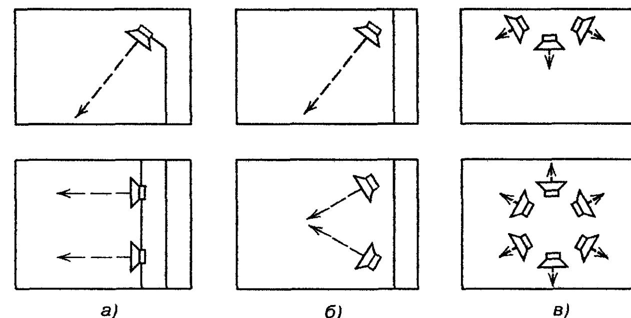



**Рис. 10.2.** Размещение громкоговорителей над сценой (*а*), на стенах (*б*) и в центре (*в*) при озвучении сосредоточенными системами

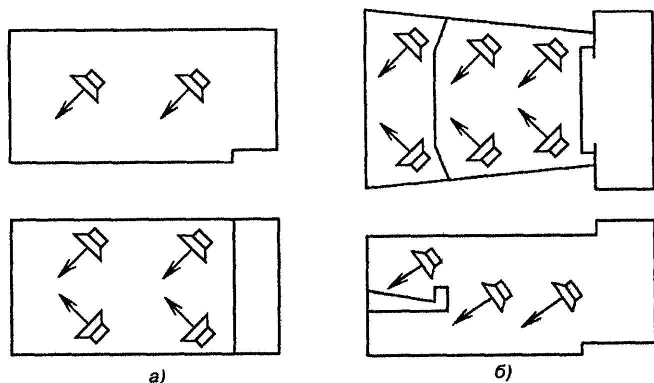



**Рис. 10.3.** Размещение громкоговорителей на стенах (*а*), на стенах с дополнительными излучателями для озвучения балкона (*б*) при зональной системе

интервала зависит от расстояния между слушателем и каждым громкоговорителем. Если сигналы, излучаемые различными громкоговорителями, имеют одинаковую громкость, то наибольший временно́й интервал между поступлением двух сигналов, при котором они будут восприниматься еще слитно, составляет 40 мс (см. рис. 10.1). Это соответствует разнице в расстояниях $\ell = c_{зв}\tau = 340 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 13{,}6$ м.

Увеличение расстояния (а следовательно, и временно́го интервала) приводит к неприятному ощущению эха. Однако следует заметить, что конкретное значение предельного временно́го интервала зависит также от разности в громкостях источников звука, спектрального состава сигналов, рода сигналов (музыкальные, речевые), времени реверберации в зоне прослушивания и т.д.

Для озвучения больших зон расположения слушателей в тех случаях, когда нет необходимости в локализации первичного источника звука, используют распределенную систему. Громкоговорители в этом случае распределяются по всей зоне расположения слушателей. Слышимость в каждой точке озвучиваемой поверхности обуславливается суммарным воздействием всех или большинства громкоговорителей.

Достоинством данной системы является хорошая однородность звукового поля во всей зоне, высокая разборчивость речи, малая вероятность возникновения положительной АОС.

При использовании распределенной системы для озвучения вытянутых помещений громкоговорители располагают на стенах (рис. 10.4,*а*,*б*) или потолке (рис. 10.4,*в*,*г*) в виде одной или двух линейных цепочек.

Для озвучения больших широких поверхностей в закрытых помещениях используют потолочные системы в виде множества громкоговорителей (рис. 10.4,*д*), расположенных по всему потолку. На открытых пространствах громкоговорители закрепляют на подвесах или мачтах. В крупных киноконцертных залах и залах, предназначенных для проведения общественно-политических мероприятий, распределенную систему



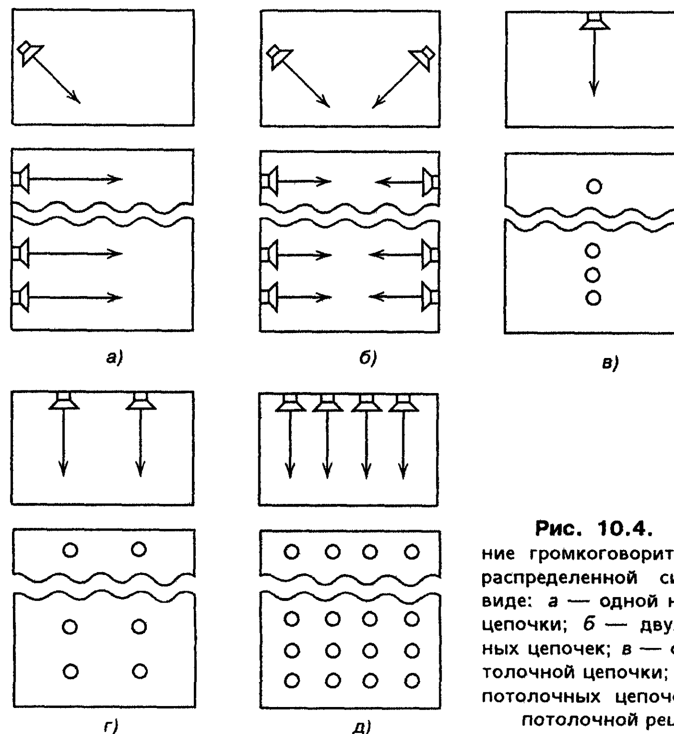



**Рис. 10.4.** Размещение громкоговорителей при распределенной системе в виде: *а* — одной настенной цепочки; *б* — двух настенных цепочек; *в* — одной потолочной цепочки; *г* — двух потолочных цепочек; *д* — потолочной решетки

реализуют в виде кресельных громкоговорителей небольшой мощности (до 1,0 Вт), размещаемых в спинках кресел. Высокая стоимость оборудования и монтажа такой системы оправдывается возможностью озвучения сколь угодно большой зоны с достаточно равномерной слышимостью.

Целесообразность выбора той или иной системы определяется ее назначением и акустическими особенностями озвучиваемого помещения. В наиболее сложных случаях положительных результатов удается достигнуть лишь применением комбинированной системы, включающей в себя все элементы вышеперечисленных систем. Например, при использовании сосредоточенной системы озвучения зрительных залов для дополнительного озвучения балконов, боковых лож и т.п. приходиться применять зональную или распределенную систему, или сочетание маломощных кресельных громкоговорителей с мощными излучателями, что создает ощущение локализации источника звука.

## 10.4. Озвучение открытых пространств

К особенностям озвучения открытых пространств (при отсутствии отражений) относится необходимость учета затухания звука в воздухе. Неравномерный нагрев поверхности земли, ветер, туман, осадки

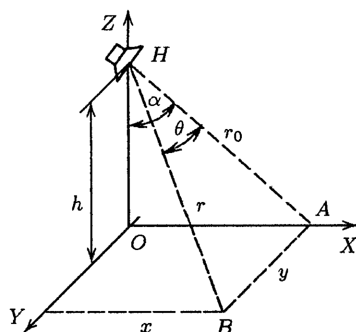


**Рис. 10.5.** К расчету озвучения плоской поверхности

могут привести к искривлению траектории звуковых лучей и нарушению звукопередачи.

Для открытых пространств, как правило, применяют сосредоточенную и зональную системы озвучения. Значительно реже, для получения высокого качества, на небольших озвучиваемых площадях используют распределенную систему.

Основной задачей системы озвучения является обеспечение требуемой интенсивности звука $I_{\text{зв.тр}}$ или звукового давления $p_{\text{зв.тр}}$.

Конкретное значение этой величины определяется назначением системы озвучения. Однако получаемые на практике значения $I_{\text{зв.п}}$ могут отличаться от требуемых, поскольку они зависят от характеристик направленности излучения используемых громкоговорителей, мест расположения громкоговорителей и слушателей, климатических факторов и т.д. В пределах озвучиваемой зоны существуют точки, в которых значения интенсивности звука будут иметь максимальные $I_{\text{зв}\max}$ и минимальные $I_{\text{зв}\min}$ значения. Разность уровней

$$\Delta N = N_{\max} - N_{\min} = 10\lg\frac{I_{\text{зв}\max}}{I_{\text{зв}\min}} \qquad (10.2)$$

не должна превышать допустимой величины неравномерности озвучения зоны расположения слушателей, а

$$I_{\text{зв}\max} > I_{\text{зв тр}} > I_{\text{зв}\min}. \qquad (10.3)$$

Рассмотрим пример озвучения громкоговорителем, находящимся на высоте $h$ над плоскостью $XOY$ расположения ушей слушателей. Акустическая ось лежит в плоскости $XOZ$, направлена в точку $A$ и образует угол $\alpha$ с осью $OZ$ (рис. 10.5).

Из рис. 10.5 следует, что

$$r_0 = \frac{h}{\cos\alpha}; \quad r = \sqrt{x^2+y^2+h^2}; \quad \cos\theta = \frac{x\sin\alpha + h\cos\alpha}{\sqrt{x^2+y^2+h^2}}. \qquad (10.4)$$

Если акустическую мощность громкоговорителя принять равной $P_{\text{а}}$, то на расстоянии $r_0$ по оси в точке $A$, создаваемая им сила звука будет определяться выражением

$$I_{\text{зв A}} = \frac{\xi P_{\text{а}}\cdot 10^{-0,1\mu r_0}}{4\pi r_0^2}. \qquad (10.5)$$

Здесь $\xi$ — коэффициент осевой концентрации (отношение квадрата звукового давления $p^2_{\text{зв ос}}$, измеренного на рабочей оси на определенном расстоянии, к квадрату звукового давления, усредненного по всем направлениям $p^2_{\text{зв.ср}}$; $\xi = p^2_{\text{зв.ос}}/p^2_{\text{зв}\theta\text{ср}}$; $\mu$ — коэффициент затухания, дБ/м, ($\mu = [10\lg(\varepsilon_0/\varepsilon)]/r_0$, где $\varepsilon_0$ — исходная плотность звуковой энергии; $\varepsilon$ — плотность звуковой энергии после прохождения пути $r_0$).



В точке $B$ с координатами $x, y$, находящейся под углом $\theta$ к акустической оси и на расстоянии $r$ от громкоговорителя, сила звука

$$I_{\text{зв.B}} = \frac{I_{\text{зв}}\xi^2(\theta)r_0^2}{r^2} = \frac{\xi P_{\text{а}}\xi^2(\theta)\cdot 10^{-0,1\mu r}}{4\pi r^2}, \qquad (10.6)$$

где $\xi(\theta) = p_{\text{зв}\theta}/p_{\text{звос}} = \sqrt{I_{\text{зв}\theta}/I_{\text{звос}}}$ — коэффициент направленности ($p_{\text{зв}\theta}$ — звуковое давление, развиваемое громкоговорителем в точке свободного поля; $\theta$ — угол между рабочей осью громкоговорителя и направлением на указанную точку; $p_{\text{зв.ос}}$ — звуковое давление на акустической оси).

Аналогичным образом можно вычислить интенсивность звука в любых точках, определив при этом значения $I_{\text{зв}\max}$ и $I_{\text{зв}\min}$ в пределах озвучиваемой зоны. Если неравномерность, вычисленная по формуле (10.2), удовлетворяет заданной и выполняется условие (10.3), то система спроектирована правильно. В противном случае следует выбрать другой тип громкоговорителя, имеющего другую мощность, другую характеристику направленности, изменить угол наклона, высоту подвеса и т.д.

Рассмотренный метод определения неравномерности озвучения в ряде литературных источников получил название метода координат.

Если для озвучения зоны расположения слушателей применяют несколько громкоговорителей, расположенных в разных местах (общезональный метод), то для каждой точки зоны методом координат определяют интенсивность звука от каждого громкоговорителя и затем при некогерентности поступающих в данную точку звуковых колебаний складывают их:

$$I_{\text{зв.}\Sigma} = I_{\text{зв1}} + I_{\text{зв2}} + \ldots \qquad (10.7)$$

Аналогично для звуковых давлений имеем:

$$p_{\text{зв}\Sigma} = \sqrt{p^2_{\text{зв1}} + p^2_{\text{зв2}} + \ldots}.$$

В формулах $I_{\text{зв1}}$, $p_{\text{зв1}}$, $I_{\text{зв2}}$, $p_{\text{зв2}}$, … — интенсивность звука и звуковые давления, развиваемые первым, вторым и т.д. громкоговорителями в рассчитываемой точке.

При полной когерентности звуковых колебаний складываются звуковые давления

Для озвучения широких площадей наиболее удобной является зональная система Громкоговорители обычно располагают около центральных точек частных зон озвучения Внутри каждой зоны уровни определяются мощностью, характеристикой направленности и расположением обслуживающего данную частную зону громкоговорителя На

стыках границ соседних частных зон озвучения уровни звукового давления повышаются на 3 дБ по отношению к уровню, обусловленному действием громкоговорителя своей зоны, если в каждой зоне используются идентичные громкоговорители. В углах зон от действия ближайших четырех громкоговорителей увеличение составит 6 дБ.

Положительных результатов (требуемой интенсивности звука и неравномерности озвучения) в рассмотренных случаях удается добиться, как правило, лишь путем постепенного поиска оптимальных типов и размещения громкоговорителей, неоднократного расчета уровней в точках, где возможны их максимальные и минимальные значения. Отсюда очевидно, что расчет систем озвучения связан с необходимостью выполнения громоздких инженерных вычислений из-за многократного решения сравнительно простых задач. Поэтому при проектировании систем озвучения и звукоусиления инженерные расчеты целесообразно проводить с использованием пакетов прикладных программ .

## 10.5. Громкоговорители, используемые в системах озвучения и звукоусиления

В системах озвучения и звукоусиления, как правило, применяются громкоговорители направленного излучения. Хорошую осевую концентрацию излучения имеют рупорные громкоговорители. Их можно располагать близко к жилым помещениям без опасности превышения санитарных норм на уровень шумов. Пространственная характеристика направленности рупорного громкоговорителя с круглым выходным отверстием достаточно хорошо может быть представлена в форме эллипсоида вращения, вершина которого находится в рабочем центре излучателя.

Для оценки направленных свойств излучателей в международном стандарте IEC 268-5 (2000 г.) введен так называемый «угол покрытия» (coverage angle). Иногда в каталогах аппаратуры для озвучения он указывается как beamwidth (−6 дБ), что при переводе означает «ширина луча при спаде 6 дБ». Этот параметр определяется по записанной полярной диаграмме как угол, в пределах которого уровень звукового давления у главного лепестка диаграммы снижается на 6 дБ по отношению к уровню на акустической оси. Запись диаграммы направленности должна производится при испытательном сигнале в виде октавной полосы шума с центральной частотой 4 кГц (возможен и другой испытательный сигнал, но это должно быть оговорено в документации).

Рассмотрим пример озвучения рупорным громкоговорителем, расположенным на высоте $h$ над озвучиваемой поверхностью (рис. 10.6). Рабочую ось рупора обычно направляют в наиболее удаленную точку озвучиваемой поверхности (на рис 10.6 это точка $A$).

Координаты точек озвучиваемой поверхности проще задавать в прямоугольной системе координат $X, Y, Z$. Проекцию рабочей оси громкоговорителя для простоты расчетов целесообразно совмещать с осью



$OX$. Начало координат располагают в горизонтальной плоскости $XOY$ в точке, принятой за начало отсчета высоты подвеса громкоговорителя.

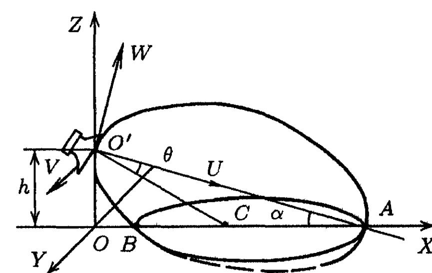



**Рис. 10.6.** Озвучение плоской поверхности рупорным громкоговорителем

Однако иногда удобно воспользоваться полярной системой координат $V, W, U$ с центром $O'$, совмещенным с рабочим центром громкоговорителя и вершиной эллипсоида вращения, представляющего характеристику направленности. В этом случае характеристика направленности рупорного громкоговорителя с круглым выходным отверстием имеет вид

$$D(\theta) = \frac{(1-e^2)\cos\theta}{1-e^2\cos\theta}, \tag{10.9}$$

где $e$ — эксцентриситет аппроксимирующего эллипса.

Ось $O'U$ полярной системы координат обычно совмещают с рабочей осью излучателя, ось $O'W$ — с продольной осью плоскости выходного отверстия излучателя, ось $O'V$ — с поперечной осью. При таком расположении громкоговорителя поверхность диаграммы направленности (ДН) в форме эллипсоида вращения будет пересекать озвучиваемую поверхность по замкнутой кривой в виде эллипса, ограничивающего зону озвучения. Акустические уровни на всем периметре этого эллипса будут постоянными и равными уровню в наиболее удаленной точке $N_A$ (см. рис. 10.6). Внутри эллипса акустические уровни будут больше, чем по его периметру, а вне — меньше. При этом существует некоторая точка C, в которой акустический уровень $N_C$ будет максимальным. Разность уровней $\Delta N = N_C - N_A$ определяет неравномерность озвучения в пределах эллипса. Уменьшение высоты подвеса громкоговорителя приводит не только к возрастанию площади озвучиваемой зоны, но увеличивает неравномерность уровней звукового поля в ее пределах.

Обычно в рупорных громкоговорителях (и звуковых колонках) индекс направленности существенно возрастает при увеличении частоты, а угол покрытия, наоборот, заметно уменьшается. В связи с этим был предпринят комплекс работ по созданию семейства рупоров, которые были названы рупорами равномерного покрытия. Эти рупоры обладают уникальными направленными свойствами: практически не зависящими от частоты индексами направленности и углами покрытия как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях. Этого удалось добиться путем использования сложной формы рупора с разными законами изменения образующей в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Громкоговорители с такими рупорами выпускаются в настоящее время, например, фирмой JBL, находят широкое применение в системах звукоусиления, особенно в звуковых системах для кино.

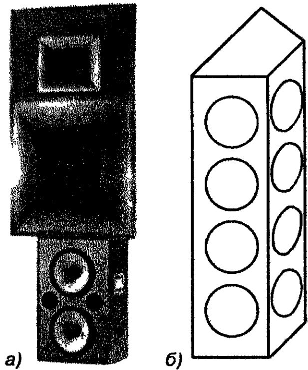



**Рис. 10.7.** Звуковые колонки: *а* — фирмы JBL; *б* — с различными ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях

В современных акустических системах для концертно-театральной аппаратуры, даже в студийных агрегатах, широко используются рупорные излучатели в качестве низко-, средне- и высокочастотных звеньев (рис. 10.7,*а*). На эти виды аппаратуры в каталогах указываются характеристики, определяющие их направленность (горизонтальный и вертикальный углы покрытия).

Для озвучения широких площадей используют громкоговорители с выходным отверстием не круглой, а прямоугольной формы, имеющими разные диаграммы направленности (ДН) в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Эти диаграммы также могут быть аппроксимированы эллипсами, но с различными эксцентриситетами в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Неравномерность озвучения в этом случае определяется ДН в вертикальной плоскости, а размеры эллипса зоны озвучения определяются ДН как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях. В произвольной точке с координатами $u, v, w$ создаваемое рупорным громкоговорителем звуковое давление

$$p_{зв} = \frac{p_{зв1} u}{u^2 + \dfrac{v^2}{1 - e_г^2} + \dfrac{w^2}{1 - e_в}}, \qquad (10.10)$$

где $p_{зв1}$ — звуковое давление на акустической оси на расстоянии 1 м от рабочего центра излучателя; $e_г$, $e_в$ — эксцентриситеты эллипса, аппроксимирующего ДН в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно.

Связь между полярными и прямоугольными координатами точек, расположенных на озвучиваемой поверхности, определяется выражениями (см. рис 10.6)

$$u = x\cos\alpha + h\sin\alpha, \quad v = y, \quad w = x\sin\alpha - h\cos\alpha, \qquad (10.11)$$

где $h$ — высота подвеса громкоговорителя над головами слушателей; $\operatorname{tg}\alpha = h/OA$, $OA$ — расстояние между проекцией точки подвеса на горизонтальную плоскость и удаленной точкой $A$

Если для озвучения используют несколько рупорных громкоговорителей, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга (но не менее $\lambda_{\max}$), то уровни звукового поля в каждой точке озвучиваемой поверхности определяются совместным воздействием всех излучателей согласно выражениям (10 7) и (10 8)

Из-за недостаточно высоких параметров качества рупорные громкоговорители используют, в основном, для воспроизведения речи Тем не



менее во время митингов, демонстраций и других общественных мероприятий, когда искажения излучателей маскируются высоким уровнем шумов, их применяют и для передачи музыкальных программ.

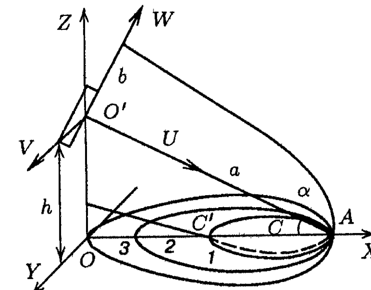



**Рис. 10.8.** Озвучение плоской поверхности звуковой колонкой

Для озвучения и звукоусиления в залах и открытых пространствах применяют звуковые колонки, содержащие несколько однотипных громкоговорителей, расположенных в один или несколько вертикальных рядов. В зависимости от числа громкоговорителей в вертикальном ряду, числа рядов и угла, под которым расположены эти ряды (см. рис. 10.7,*б*), можно получить различные ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Рассмотрим озвучение горизонтальной поверхности звуковой колонкой, расположенной над ней на высоте $h$. Акустическую ось, как и при использовании рупора, обычно направляют в удаленную точку озвучиваемой поверхности. Диаграмму направленности согласно установившейся методике аппроксимируют полуэллипсом, центр которого совпадает с рабочим центром звуковой колонки. Малые оси полуэллипсов ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях, проходящих через акустическую ось, определяют их эксцентриситеты (рис. 10 8):

$$e_в = \sqrt{1 - \frac{b_в^2}{a^2}}; \quad e_г = \sqrt{1 - \frac{b_г^2}{a^2}}, \qquad (10.12)$$

где $e_в$ и $e_г$ имеют те же значения, что и для рупорного громкоговорителя в выражении (10.10); $a$ — большая ось эллипсов, аппроксимирующих ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях; $b_в$, $b_г$ — малые оси эллипсов, аппроксимирующих ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях

На рис. 10.9 в качестве примера представлены ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях при $F = 1000$ Гц в полярных координатах.

Таким образом, озвучиваемая площадь будет ограничена контуром, форма которого определяется ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях, высотой подвеса и углом наклона колонки к озвучиваемой поверхности (или, что тоже самое, углом наклона акустической оси к поверхности $\alpha = \operatorname{arctg}(h/OA)$, рис 10 8) Во всех точках, находящихся внутри ограничивающего контура, акустические уровни звукового поля будут выше, чем в точках, лежащих на самом контуре

Если оси полярных координат совместить с осями эллипсоидов, аппроксимирующих ДН в вертикальной и горизонтальной плоскостях (см рис 10 8), то звуковое давление в точке с координатами $u, v, w$




**Рис. 10.9.** Диаграммы направленности звуковой колонки в вертикальной и горизонтальной плоскостях при $F = 1000$ Гц

будет определяться выражением

$$p_{\text{зв}}^2 = \frac{p_{\text{зв}1}^2}{u^2 + \dfrac{v^2}{1 - e_{\text{г}}^2} + \dfrac{w^2}{1 - e_{\text{в}}^2}}, \tag{10.13}$$

где $p_{\text{зв}1}$ — звуковое давление на акустической оси на расстоянии 1 м от рабочего центра излучателя.

Изменяя высоту подвеса и угол наклона, можно получить различные значения площади обслуживаемой зоны и акустических уровней в ее пределах. Уменьшение высоты подвеса, например, приведет к уменьшению необслуживаемой зоны. На рис. 10.8 площади, ограниченные кривыми 2 и 3, приведены для случаев уменьшения высоты подвеса при сохранении положения удаленной точки $A$ в прямоугольной системе координат. Новые точки подвеса на оси $OZ$ и ДН не приведены на рис. 10.8 с целью его упрощения.

Звуковую колонку можно расположить таким образом, чтобы уровни звукового поля в удаленной точке $A$ и под излучателем в точке $O$ были равны (кривая *3* на рис. 10.8). В этом случае точка максимального уровня звукового поля будет находиться на середине прямой $OA$ (точка $C'$). При этом

$$OA = a' \cos \alpha', \tag{10.14}$$

где $a'$ — расстояние между рабочим центром звуковой колонки и удаленной точкой $A$ озвучиваемой поверхности, ограниченной кривой *3*; $\alpha'$ — угол наклона акустической оси к озвучиваемой поверхности.

Для рассматриваемого случая высота подвеса колонки над озвучиваемой плоскостью

$$h' = OA\sqrt{\frac{1 - e_{\text{в}}^2}{2e_{\text{в}}^2 - 1}}. \tag{10.15}$$



а неравномерность звукового поля в пределах озвучиваемой площади

$$\Delta N = 10 \lg 2e_{\text{в}}^2.$$

Увеличение числа громкоговорителей в вертикальном ряду звуковой колонки приводит к возрастанию мощности всей группы излучателей и обострению ДН. В этом случае для обеспечения одинакового уровня звукового поля в удаленной точке и непосредственно под точкой подвеса колонку следует располагать более низко, чем менее направленную. Неравномерность озвучения при этом стремится к 3 дБ.

Переход от прямоугольной системы координат к полярной осуществляется с помощью выражений (10.11).

Излучение звуковых колебаний в тыльную полусферу у колонок значительно больше, чем у рупорных громкоговорителей. Уровень звукового поля в тыльной полусфере определяется по формуле

$$N_{\text{т}} = N_{\text{ф}} - 14, \tag{10.16}$$

где $N_{\text{ф}}$ — уровень во фронтальной полусфере на таком же расстоянии от колонки.

Высокие параметры качества звуковых колонок позволяют использовать их для передачи самых разнообразных программ. Однако в отличие от рупорных громкоговорителей, развивающих более высокое звуковое давление и обладающих большим КПД, для озвучения больших площадей требуется значительное число колонок, что увеличивает стоимость системы озвучения.

Для зонального озвучения на улицах, парках, стадионах применяют веерные групповые системы: специфическое расположение рупорных громкоговорителей или звуковых колонок около центральных точек частных зон озвучения. Кроме того, используют радиальные громкоговорители, устанавливаемые на мачтах и излучающие звуковую энергию на находящиеся под ними зоны (рис. 10.10). Эти групповые излучатели в нижней половине вертикальной плоскости имеют ДН грушевидной формы (т.е. громкоговорители излучают вниз несколько слабее, чем в стороны). Максимум излучения получается под углом $\alpha = 60...80°$, а под громкоговорителем излучение уменьшается на 5...7 дБ (рис. 10.11). Уровень звукового поля на стыках соседних частных зон озвучения повышается на 3 дБ по отношению к уровню от действия громкоговорителя своей зоны (см. рис. 10.10). Это объясняется арифметическим сложением интенсивностей двух громкоговорителей соседних зон. В углах зон из-за сложения интенсивностей четырех громкоговорителей увеличение будет на 6 дБ.

Звуковое давление под громкоговорителем (точка $O$, см. рис. 10.11) определяется выражением

$$p_{\text{зв}O} = p_{\text{зв}1}/h, \tag{10.17}$$

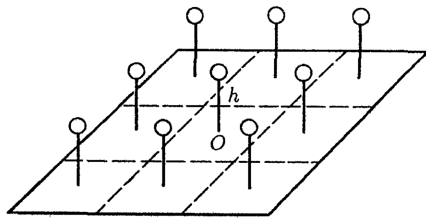



**Рис. 10.10.** Озвучение большой площади зональной системой

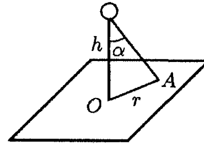



**Рис. 10.11.** К расчету озвучения плоской поверхности радиальным громкоговорителем

где $p_{\text{зв}1}$ — звуковое давление на акустической оси на расстоянии 1 м от громкоговорителя; $h$ — высота подвеса громкоговорителя над озвучиваемой поверхностью.

Звуковое давление в точке $A$ озвучиваемой поверхности

$$p_{\text{зв.А}} = kp_{\text{зв}1}/\sqrt{h^2 + r^2}, \tag{10.18}$$

где $r$ — расстояние от точки $A$ до проекции точки подвеса радиального громкоговорителя на озвучиваемую поверхность; $\operatorname{tg}\alpha = r/h$; $k$ — коэффициент, учитывающий увеличение направленности излучателя ($k \approx 2$ при $\alpha = 50...70°$).

Неравномерность озвучения в пределах частной зоны

$$\Delta N = N_O - N_A = 20\lg\left(\frac{\sqrt{h^2 + r^2}}{h}\right) = 20\lg(k\cos\alpha). \tag{10.19}$$

При озвучении помещений и открытых пространств сложной формы (например, при наличии балконов в театрах и концертных залах, различных отсеков и т.д.) разработчику не всегда удается выбрать удовлетворяющие его требованиям громкоговорители, выпускаемые промышленностью. В этом случае приходится разрабатывать специальные звуковоспроизводящие устройства Для этих целей целесообразно воспользоваться компьютерными методами расчета и анализа электроакустических устройств. В качестве примера может быть названо профессиональное программное обеспечение для моделирования электроакустических цепей AkAbak (Akustik Abakus). Эта программное обеспечение представляет интегрированную систему программ анализа и проектирования головок громкоговорителей и акустических систем методом моделирования.

Компьютерное моделирование акустических устройств является одним из наиболее эффективных способов создания и освоения акустических устройств без использования физических макетов. Сущность компьютерного моделирования заключается в том, что на программном уровне при помощи математического аппарата функционально представляется работа акустических устройств Пользователь может оперативно задавать и редактировать конфигурацию и параметры моделируемого



устройства, исследовать влияние различных параметров на работу отдельных элементов и всей модели в целом. При этом происходит существенная экономия материальных средств и времени, которые необходимо было бы затратить на физическое моделирование того же устройства.

Очевидно, что грамотная реализация компьютерной модели возможна лишь после тщательного изучения объекта моделирования, его свойств и характеристик, а также определения допустимости различных ограничений и упрощений при математическом описании работы модели.

## 10.6. Понятность и разборчивость речи

*Понятность речи* — основная характеристика, определяющая пригодность тракта для передачи речи. Непосредственное определение этой характеристики может быть осуществлено статистическим методом с привлечением большого числа слушателей и дикторов. Разработан также косвенный метод количественного определения понятности речи через ее разборчивость.

*Разборчивостью речи* называют относительное или процентное число правильно принятых элементов речи из общего числа переданных по тракту. *Элементы речи* — это фразы (команды), слова, слоги, звуки, цифры. Соответственно различают *слоговую, звуковую, словесную, смысловую и цифровую разборчивости.* Между ними существует статистическая взаимосвязь. В практике преимущественно используют слоговую, словесную и смысловую разборчивости.

Для измерений разборчивости разработаны специальные таблицы слогов с учетом встречаемости их в русской речи. Эти таблицы называются *артикуляционными*. Разборчивость измеряют с помощью тренированной бригады слушателей без нарушений слуха и речи путем проведения субъективно-статистических экспертиз. При этом измерения могут проводиться различными методами, например, методом бальной оценки, методом определения процента правильно принятых слов и т.д.

Зависимость между разборчивостью речи и ее понятностью, приведенная в табл. 10.1, справедлива при приеме самой разнообразной информации. В этой таблице понятность речи оценена четырьмя градациями:

1) отличная, если понятность полная, без переспросов;

2) хорошая, если у слушателей возникла необходимость в отдельных переспросах редко встречающихся слов или отдельных названий;

3) удовлетворительная, если слушатели сообщили, что им трудно разговаривать, имели место частые переспросы,

4) предельно допустимая, если требовались неоднократные переспросы одного и того же материала с передачей отдельных слов по буквам при полном напряжении слуха.

Таблица 10.1

| Понятность | Разборчивость, % | |
|---|---|---|
| | слоговая | словесная |
| Предельно допустимая | 25...40 | 75...87 |
| Удовлетворительная | 40...50 | 87...93 |
| Хорошая | 50...80 | 93...98 |
| Отличная | 80 и выше | 98 и выше |

Причинами снижения разборчивости являются акустические шумы в помещении, помехи от реверберации и диффузного звука, недостаточное усиление сигналов первичного источника звука.

Системы озвучения и звукоусиления должны обеспечивать требуемую понятность речи. При передаче информационных программ, проведении митингов и собраний необходима отличная понятность речи, которая обеспечивается при 80 % слоговой и 98 % словесной разборчивостях. Для диспетчерской связи полная разборчивость речи (удовлетворительная понятность) получается при 40...50 % слоговой и 87...93 % словесной разборчивостях. Поэтому при расчете диспетчерской связи ориентируются на меньшие величины разборчивости, чем при расчетах систем широкого применения.

Существует непосредственная связь между разборчивостью речи, условиями приема и характеристиками трактов передачи. Указанную связь удалось установить при помощи формантной теории, разработанной Флетчером и Коллардом.

Звуки речи, произносимые человеком, имеют характерные особенности концентрации энергии в частотном диапазоне. Области концентрации энергии в том или ином участке частотного диапазона называются *формантами*. Их расположение зависит как от положения звука в слове или фразе, так и от индивидуальных особенностей артикуляционного аппарата человека. Каждый звук имеет несколько формант. Форманты звуков речи заполняют частотный диапазон от 150 до 7000 Гц. Этот диапазон частот условились поделить на 20 полос, в каждой из которых вероятность появления формант одинакова. Такие полосы частот назвали *полосами равной разборчивости*. При достаточно большом количестве звукового материала вероятность появления формант в каждой полосе равна 0,05.

Форманты имеют различные уровни интенсивности: у звонких звуков они выше, чем у глухих. При увеличении уровня акустических шумов сначала маскируются форманты с низкими уровнями, а затем с более высокими. В результате маскировки уменьшается вероятность восприятия формант. Коэффициент, определяющий это уменьшение в $k$-й полосе, называют коэффициентом восприятия или разборчивости $k_ф$. Иначе говоря, в $k$-й полосе вероятность приема формант

$$\Delta A = 0{,}05 k_ф. \tag{10.20}$$



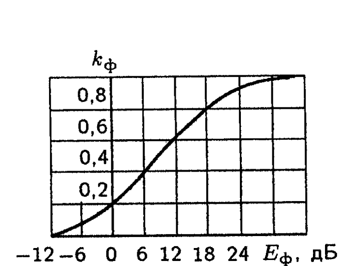



**Рис. 10.12.** Интегральное распределение уровней речи

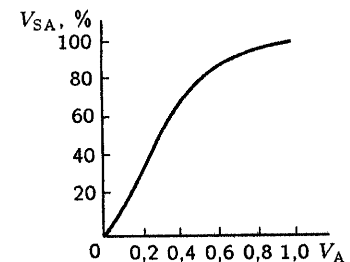



**Рис. 10.13.** Зависимость слоговой разборчивости от формантной

где коэффициент восприятия формант $k_ф$ зависит от уровня ощущения, который в свою очередь определяется разностью между средним спектральным уровнем речи $B_р$ в полосе равной разборчивости и спектральным уровнем шумов и помех в той же полосе $B_ш$:

$$E_ф = B_р - B_ш. \tag{10.21}$$

Коэффициент восприятия может быть определен по графику, представленному на рис. 10.12. На этом графике приведены уровни ощущения $E_ф$ и соответствующие им коэффициенты восприятия $k_ф$.

В общем случае для каждой полосы равной разборчивости коэффициент восприятия будет разным. Общая формантная разборчивость в речевом диапазоне частот

$$A = 0{,}05 \sum_{n=1}^{20} k_ф n. \tag{10.22}$$

Зависимость между формантной и другими видами разборчивости была найдена экспериментально. Такая зависимость для слоговой разборчивости показана на рис. 10.13. Из этого рисунка видно, что почти полная понятность речи (слоговая разборчивость равна 80 %) получается при приеме лишь половины всех формант (формантная разборчивость равна 0,5), что свидетельствует об избыточности речи.

Определение разборчивости речи для озвучиваемых помещений прежде всего осуществляют для точек озвучиваемой поверхности с минимальным уровнем прямого звука и максимальным уровнем акустических шумов. Спектральный уровень прямого звука у слушателя, находящегося в такой точке,

$$B_{рс} = B_{рм} + Q_{мс}, \tag{10.23}$$

где $B_{рм}$ — спектральный уровень речи у микрофона (определяется из таблиц); $Q_{мс}$ — индекс усиления (*индекс тракта* — разность между уровнями звука, создаваемыми громкоговорителем системы звукоусиления у уха слушателя и первичным источником звука на входе микрофона).

Эти данные определяют для каждой полосы равной разборчивости. Для этих же полос спектральные уровни шумов и помех в месте слушания

$$B_ш = 10\lg(10^{0,1B_{аш}} + 10^{0,1B_п}). \qquad (10.24)$$

Здесь $B_{аш}$ — спектральный уровень акустических шумов (определяется из справочных таблиц); $B_п$ — спектральный уровень помех от речи (самомаскировка речи),

$$B_п = B_{рс} - 21 + 10\lg\mathcal{R} + N_д + \frac{50}{3}\lg T_р, \qquad (10.25)$$

где $10\lg\mathcal{R}$ — поправка на помехи от диффузного звука ($\mathcal{R}$ — акустическое отношение в расчетной точке; $N_д$ — дифракционная поправка (определяется из справочных, таблиц); $(50/3)\lg T_р$ — поправка на реверберационные помехи ($T_р$ — время реверберации).

Уровень акустических шумов не зависит от индекса тракта, в то время как уровень помех от речи растет с увеличением индекса тракта (10.23), (10.25). Поэтому для повышения уровня ощущения целесообразно увеличивать индекс тракта. После достижения условия

$$B_п = B_{аш} + 6 \qquad (10.26)$$

дальнейшее увеличение индекса тракта не рационально, так как уровень ощущения только в пределе может повыситься лишь на 1 дБ. Это условие с учетом (10.25), (10.23), (10.26) определяет индекс тракта

$$Q_{м.с\ рац} = B_а - B_{рм} - \left(10\lg\mathcal{R} + N_д + \frac{50}{3}\lg T_р\right) + 27. \qquad (10.27)$$

Такой индекс тракта называют *рациональным*. Он в основном определяется максимальным значением акустического отношения $\mathcal{R}_{max}$ в расчетной точке и временем реверберации.

При рациональном усилении из (10.24) следует, что

$$B_ш = B_п + 1, \qquad (10.28)$$

т.е. вклад акустических шумов $B_{аш}$ в общий уровень шумов и помех незначителен.

Полученные выражения позволяют определить разборчивость и понятность речи. Для этого по формулам (10.23), (10.25), (10.28) находят уровни речи, шумов и помех и далее по формуле (10.21) определяют уровень ощущения формант $E_ф$ для каждой полосы равной разборчивости. Графическая зависимость, представленная на рис. 10.12, позволяет найти коэффициенты разборчивости $k_ф$, соответствующие полученным значениям $E_ф$ Общая формантная разборчивость $A$ в речевом диапазоне частот находится из выражения (10.22), а соответствующая ей слоговая разборчивость определяется по рис 10 13 Понятность речи определяется по табл 10.1



Приведенные соотношения справедливы и для открытых пространств с исключением поправок на диффузный звук и реверберацию.

Для того чтобы система звукоусиления работала устойчиво и не возникал эффект регенеративной реверберации, значение фактического индекса тракта в каждой полосе равной разборчивости должно быть близко к рациональному и ни в коем случае не должно превышать предельный индекс.

Отсутствие акустической обратной связи в системах озвучения позволяет рекомендовать величину фактического индекса тракта близкой к рациональной.

## 10.7. Методы повышения разборчивости речи

Эффективным методом повышения разборчивости речи является снижение уровней помех. На практике этого достигнуть удается не всегда, поэтому стараются повысить уровень звукового давления у слушателя по прямому звуку приближением микрофона к источнику звука, повышением уровня голоса говорящего, увеличением индекса тракта. Последнее возможно лишь в том случае, если в системе звукоусиления еще не достигнут предельный индекс тракта, а в других системах — рациональный.

Другим методом повышения разборчивости является сжатие $D$ речевого сигнала — повышение уровней звукового давления слабых звуков при сохранении максимальных уровней звукового давления.

Предельным случаем сжатия $D$ является амплитудное ограничение — *клиппирование*. При этом речевой сигнал превращается в последовательность импульсов постоянной амплитуды, но с меняющимися интервалами между нулевыми переходами (телеграфный режим работы). В результате все звуки речи будут иметь одинаковый (максимальный) уровень при приеме. Качество звучания в этом случае ухудшается, но разборчивость резко повышается, так как слабые звуки не клиппированной речи, маскирующиеся помехами, при таком способе передачи окажутся выше уровней помех.

Существенное повышение разборчивости дает применение вокодеров Вокодер представляет собой устройство, в передающей части которого из речевого сигнала выделяются параметры, определяющие информативность речи: спектральные огибающие звуков речи и параметры основного тона речи, т.е. медленно меняющиеся во времени признаки звуков речи.

В приемной части вокодера параметр основного тона управляет частотой генератора основного тона, создающего импульсы, сходные с импульсами гортани Эти импульсы пода тся на сложный фильтр, имитирующий акустическую систему речевого тракта для звонких звуков речи При синтезе глухих звуков речи генератор создает шумовое напряжение,

подаваемое на фильтры, имитирующие акустическую систему речевого тракта для глухих звуков Уровнем синтезируемых звуков и параметрами фильтров управляют сигналы, выделенные на передающем конце вокодера, в результате чего восстанавливается спектральная огибающая речевого сигнала. Качество и разборчивость восстановленного сигнала получаются достаточно высокими

Другой способ существенного увеличения средней мощности сигнала, а следовательно разборчивости, заключается в разделении сигнала на огибающую и мгновенную фазы и их особую обработку.

## 10.8. Акустическая обратная связь

*Акустическая обратная связь* есть процесс повторного попадания излучаемой громкоговорителем (громкоговорителями) звуковой энергии на микрофон.

При работе системы местного звукоусиления первичный источник звука находится в пределах озвучиваемой зоны или рядом с ней, поэтому часть звуковой энергии, излучаемой громкоговорителем, воздействует на микрофон (рис. 10.14)

Предположим, что первичный источник звука создает перед микрофоном давление $p_{зв1}$, которое приводит к выделению на сопротивлении нагрузки $R$ микрофона мощности $P_1$. Если коэффициент усиления усилителя принять равным $\eta$ ($\eta^2 = P_2/P_1$, где $P_2$ — мощность на выходе усилителя), а микрофон удален от громкоговорителя на расстояние $x$, то в точке расположения микрофона создаваемое громкоговорителем звуковое давление

$$p_{зв2} = \frac{\eta\sqrt{P_1}\eta_{г}\xi_{г}(\theta)x_0}{x}, \qquad (10.29)$$

где $\eta_{г}$ — осевая чувствительность громкоговорителя; $\xi_{г}(\theta)$ — коэффициент направленности громкоговорителя в направлении расположения микрофона, $x$ — расстояние от микрофона до громкоговорителя; $x_0$ — расстояние, равное 1 м

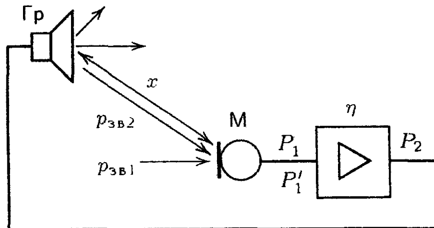



**Рис. 10.14.** Иллюстрация акустической обратной связи по прямому звуку



Под действием давления $p_{зв2}$ на сопротивлении нагрузки микрофона $R$ возникнет электрическая мощность

$$P_1' = \frac{\eta_{м}^2\xi_{м}^2(\theta)p_{зв2}^2}{R}, \qquad (10.30)$$

где $\eta_{м}$ — осевая чувствительность микрофона; $\xi_{м}(\theta)$ — коэффициент направленности микрофона в направлении расположения громкоговорителя.

Рециркулированная мощность $P_1'$ появится лишь после возникновения $P_1$ и по прошествии времени, необходимого для распространения звуковой волны от громкоговорителя до микрофона $\tau = x/c_{зв}$. Если в этот момент первичный источник звука прекратил излучение и $P_1' > P_1$, то получится последовательный ряд повторений сигнала с нарастающей мощностью, т.е. самовозбуждение.

Для маскировки последующих повторений предыдущими необходимо, чтобы повторное звучание было не менее, чем на 30 дБ меньше предыдущего, т.е.

$$\frac{P_1'}{P_1} = \frac{[\eta_{м}\xi_{м}(\theta)\eta\eta_{г}\xi_{г}(\theta)x_0]^2}{x^2R} \leqslant 10^3. \qquad (10.31)$$

Повторные звуки будут сливаться с предыдущими, создавая эффект регенеративной реверберации, если время $\tau$ меньше предельного времени запаздывания 50 мс. В этом случае маскировка может быть обеспечена при несколько большем отношении (10.31).

Выражение (10.31) определяет затухание мощности в системе звукоусиления и является одной из важнейших характеристик этих систем, так как определяет устойчивость ее работы (в смысле отсутствия опасности возникновения генерации).

Обратная связь образуется как от прямых звуков одного или нескольких громкоговорителей, так и от отраженных звуков и диффузного поля. С учетом дополнительных звуков, воздействующих на микрофон, предельно допустимым, обеспечивающим отсутствие самовозбуждения является значение $P_1'/P_1 = 0{,}25$. Переходя к уровням, можно заметить, что $P_1'$ на 6 дБ ниже порога самовозбуждения.

Иначе говоря, для того чтобы система звукоусиления работала устойчиво, коэффициент передачи $k$ всей системы в целом ограничивают значением $k_{max} = 0{,}25$ ($-12$ дБ). Индекс усиления (индекс тракта), соответствующий значению $20\lg k = -12$ дБ, называют предельным:

$$Q_{м\,с\,пред} = N_{агс} - N_{агм} - 12, \qquad (10.32)$$

где $N_{агс}$ — уровень звукового поля, создаваемый громкоговорителем у слушателя, $N_{агм}$ — уровень, создаваемый громкоговорителем в точке расположения микрофона

Акустическая обратная связь на ряде частот может быть положительной, а на других частотах — отрицательной, так как фазовые со-

отношения прямых и повторных сигналов случайны. Это приводит к резким подъемам и спадам частотной характеристики системы звукоусиления.

## 10.9. Звукоусиление в помещении

Требования, предъявляемые к системам озвучения, распространяются и на системы звукоусиления в закрытом помещении. Близость первичного источника звука к слушателям и возможность повторного попадания звуковой энергии на микрофон накладывают на системы звукоусиления дополнительные требования.

Если слушатель видит первичный источник звука, то наилучшее восприятие получается при совпадении положения зрительного образа со слуховым. Местоположение слухового образа, как правило, определяется совместным действием звуковых сигналов первичного и вторичного источников. Однако в дальних рядах слушателей локализация определяется в основном действием вторичного источника звука. В этом случае интенсивность звука у слушателей определяется прямой энергией $\varepsilon_{\text{пр}}$, излучаемой громкоговорителем, и диффузной энергией $\varepsilon_{\text{дифф}}$, возникающей в результате многократных отражений. Поскольку $I_{\text{зв}} = \varepsilon c_{\text{зв}}$, то

$$I_{\text{зв}} = c_{\text{зв}}(e_{\text{пр}} + e_{\text{дифф}}) = \frac{(\varepsilon_{\text{пр}} + \varepsilon_{\text{дифф}})P_{\text{а}}\xi}{4\varepsilon_{\text{пр}}\pi r^2} = \frac{(\mathcal{R}+1)P_{\text{а}}\xi}{4\pi r^2}, \quad (10.33)$$

где $\mathcal{R}$ — акустическое отношение; $r$ — расстояние до слушателей. Требуемая максимальная интенсивность звука полезного сигнала

$$I_{\text{зв тр}} = 10^{\lg I_{\text{зв тр}}} = 10^{\lg(I_{\text{зв тр}}/I_{\text{зв0}})I_{\text{зв0}}} = 10^{0,1[10\lg(I_{\text{зв тр}}/I_{\text{зв0}})+10\lg I_{\text{зв0}}]} =$$
$$= 10^{0,1N_{\text{тр}}-12}, \quad (10.34)$$

где $I_{\text{зв0}} = 10^{-12}$ Вт/м$^2$; $N_{\text{тр}}$ — требуемый максимальный абсолютный уровень полезного сигнала.

Используя (10.33) и (10.34), можно определить требуемую акустическую мощность в помещении:

$$P_{\text{атр}} = \frac{4\pi\ell^2 \cdot 10^{0,1N_{\text{тр}}-12}}{\xi(\mathcal{R}+1)}. \quad (10.35)$$

Если излучаемая звуковая энергия направлена на слушателей и громкоговоритель обладает большой направленностью, то в (10.33) следует учитывать только прямую энергию.

Весьма специфическим явлением, возникающем при звукоусилении в помещении, является регенеративная реверберация, замедляющая процесс затухания звуковой энергии из-за многократной рециркуляции по системе местного звукоусиления с достаточно малым временем повторения

При звукоусилении в помещении на микрофон воздействуют не только звуковые колебания, исходящие от реального источника звука,



но и от громкоговорителя, а также приходящие после отражений. Если полную звуковую энергию, действующую на микрофон, обозначить $P_{\text{а}}$, а часть энергии, приходящую непосредственно от громкоговорителя $P'_{\text{а}}$, то, считая эти колебания некогерентными (т.е. их можно алгебраически суммировать), часть полной энергии, являющейся рециркулированной, будет определяться выражением

$$v = P'_{\text{а}}/P_{\text{а}}. \quad (10.36)$$

Предположим, что первичный источник звука прекратил действие после того, как в помещении установилась плотность звуковой энергии $\varepsilon_m$. Эта плотность после первого отражения не только уменьшится из-за поглощения, но одновременно и увеличится благодаря поступлению от системы звукоусиления рециркулированной энергии:

$$\varepsilon_1 = \varepsilon_m(\beta + v), \quad (10.37)$$

где $\beta$ — средний коэффициент отражения поверхностей помещения.

Рассуждая далее так же, как это делалось при рассмотрении реверберационного процесса в помещении без звукоусиления, можно получить выражение изменения во времени плотности звуковой энергии в виде

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_m(\beta + v)^{c_{\text{зв}}St/4V}, \quad (10.38)$$

где $c_{\text{зв}}$ — скорость распространения звука; $S$ — общая поверхность стен, потолка и пола; $V$— объем помещения; $t$ — время распространения звука.

Очевидно, что при $\beta + v > 1$ плотность звуковой энергии будет нарастать (самовозбуждение), а если $\beta + v < 1$, то формула для вычисления стандартной реверберации в случае звукоусиления будет иметь вид

$$T'_{\text{р}} = \frac{0{,}0713V}{0{,}4V\delta - S\lg(1-\alpha+v)}, \quad (10.39)$$

где $\alpha$ — коэффициент поглощения; $\delta = 10\lg(\varepsilon_0/\varepsilon)/x$ — ослабление звуковой энергии вследствие поглощения в воздухе ($\varepsilon_0$ — исходная плотность звуковой энергии; $\varepsilon$ — плотность звуковой энергии после прохождения пути $x$).

Пренебрегая первым слагаемым в знаменателе (10 39) для большинства практических случаев при $\alpha < 0{,}3$, отношение времени стандартной реверберации в помещении с местным звукоусилением $T'_{\text{р}}$ к времени стандартной реверберации без звукоусиления $T_{\text{р}}$

$$\frac{T'_{\text{р}}}{T_{\text{р}}} = \frac{\lg(1-\alpha)}{\lg(1-\alpha+v)} = \frac{\lg\beta}{\lg(\beta+v)} \approx \frac{\alpha}{\alpha - v}. \quad (10.40)$$

При $T'_{\text{р}}/T_{\text{р}} < 2$ помехи, вносимые реверберацией, практически незаметны

## 10.10. Защита от акустической обратной связи

Акустическая обратная связь может привести к самовозбуждению системы звукоусиления. Условия самовозбуждения — баланс фаз и амплитуд по всей петле от выхода усилителя через громкоговорители, помещение (или открытое пространство), микрофоны, усилитель до его выхода. Самовозбуждение возникает на частоте, соответствующей наибольшему подъему частотной характеристики тракта звукоусиления. Перед началом генерации регенеративная реверберация проявляется в виде позванивания на одной из наиболее вероятных частот самовозбуждения и затем происходит лавинообразный рост амплитуды сигнала.

Известно много методов борьбы с этим явлением. Уменьшение акустической обратной связи может быть, например, достигнуто:

- применением маломощных громкоговорителей, распределенных по всему помещению и обслуживающих отдельные места слушателей;
- использованием остронаправленных микрофонов и громкоговорителей и рациональным подбором их взаимного расположения;
- уменьшением коэффициента усиления усилителя с целью снижения уровня громкости, создаваемого системой звукоусиления;
- обработкой поверхности помещения звукопоглощающим материалом;
- уменьшением коэффициента передачи на наиболее вероятных частотах самовозбуждения. Для этого в систему звукоусиления включают узкополосные вырезающие (режекторные) фильтры, практически не ухудшающие качество звучания. Уменьшение коэффициента передачи на частоте самовозбуждения может осуществляться автоматически специальным электронным устройством подавления акустической обратной связи (УПАОС);
- применением в схеме усилителей устройств, смещающих спектр усиливаемых сигналов на 4...12 Гц. В результате максимумы и минимумы сигналов, излучаемых громкоговорителями, смещаются относительно максимумов и минимумов частотной характеристики помещения. Кроме того, нарушается когерентность первичного и вторичного сигналов. Необходимый сдвиг частот подбирается экспериментально для каждого помещения. По сравнению с прежним порогом самовозбуждения это позволяет увеличить коэффициент передачи системы звукоусиления на 6...7 дБ.

## 10.11. Системы синхронного перевода

Необходимость синхронного перевода речи на несколько официальных языков, называемых рабочими, возникает при проведении съездов, конференций, совещаний с многонациональным составом участников. Каждому участнику такого мероприятия должна быть обеспечена возможность прослушивания выступающего на любом из рабочих языков. Число рабочих языков обычно не превышает 6–8.



Синхронный перевод осуществляют одним из двух способов: прямым или двойным. При *прямом способе* речь оратора непосредственно переводится на все рабочие языки участников мероприятия. Для этого необходимо большое число переводчиков, владеющих несколькими рабочими языками. При *двойном способе* речь оратора предварительно переводится на так называемый «осевой» язык, знакомый всем переводчикам, и только затем на закрепленный за каждым из них свой рабочий язык. Очевидно, что второй способ требует значительно меньшего числа переводчиков, владеющих лишь двумя языками, — рабочим и «осевым». Система синхронного перевода речи должна допускать возможность работы любым из этих способов.

Организацию перевода речи осуществляют при помощи проводных и беспроводных систем. В первом случае используют кабельные распределительные сети, усилители звуковой частоты, абонентские установки, во втором — передатчики и абонентские приемники, работающие в диапазонах гектаметровых, километровых волн или использующие инфракрасные волны. Широко применяются радиомикрофоны, в которых микрофон связан с миниатюрным передатчиком, находящимся у оператора. Прием осуществляется радиоприемником, связанным с усилителем звуковой частоты, пультом звукорежиссера и т.д.

В качестве примера рассмотрим принцип работы конференц-систем учебной аудитории и зала заседаний, работающих совместно с системой перевода речи на три языка.

**Конференц-система учебной аудитории** (зал *1* на рис. 10.15) состоит из двух групп источников сигналов: 24 места обучающихся (пульты ораторов П-142) и стола преподавателей (4 места, пульты ораторов П-142). Пульты подключены через распределительные коробки (КР) к входу микшерного пульта 6ППУ2/2-117. Стол преподавателей оснащен также радиомикрофоном с передатчиком $ПД_1$, обеспечивающим беспроводную связь с микшерным пультом преподавателя при перемещении последнего по аудитории. Сигнал на вход пульта 6ППУ2/2-117 поступает от приемника радиомикрофона. Для прослушивания сигналов от системы перевода речи на столе преподавателей используется пульт монитора П-145, позволяющий обеспечить выбор желаемого языка и оптимальную громкость звучания встроенного громкоговорителя. Кроме того, сигналы перевода могут прослушиваться при помощи переносного радиоприемника перевода «Синхрон-2», на который выбранный сигнал поступает от пульта монитора П-145 и радиопередатчика перевода РПДУ-1.

Все пульты конференц-системы работают в автоматическом режиме. При нажатии кнопки «Микрофон» любого пульта оратора автоматически отключаются микрофоны остальных до повторного нажатия кнопки «Микрофон».

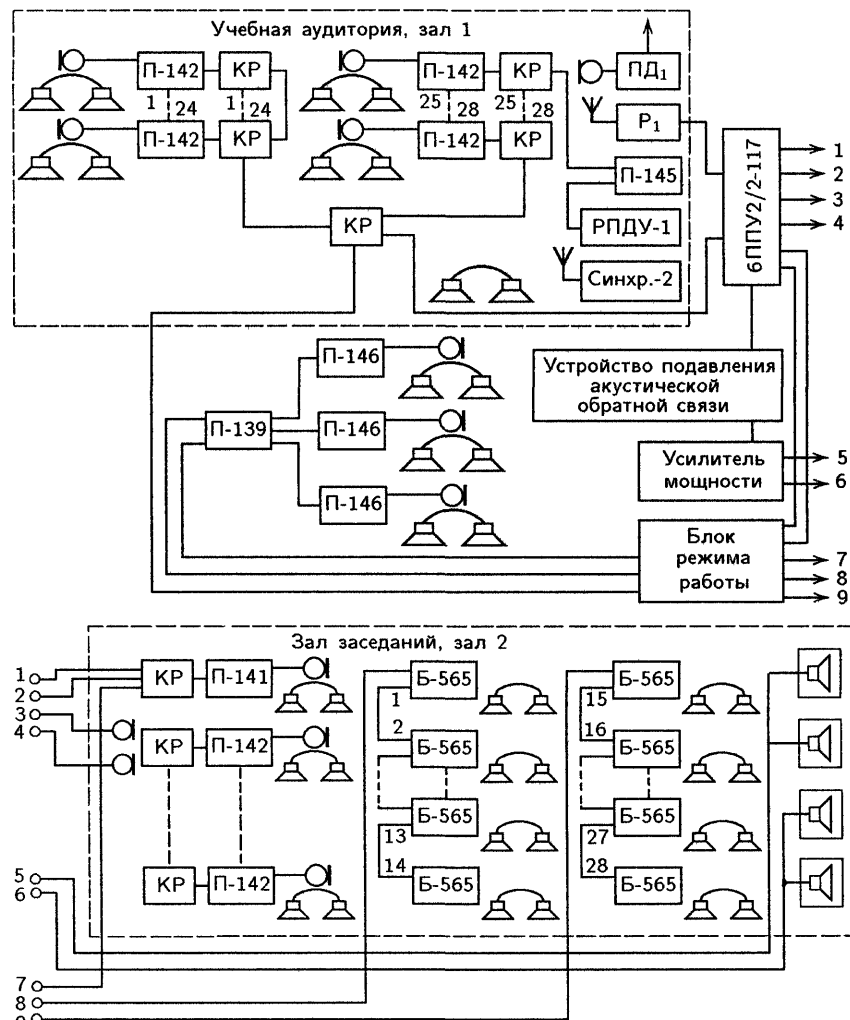



**Рис. 10.15.** Структурная схема комплекса конференц-системы учебной аудитории и зала заседаний

Сигнал от микрофона поступает на вход микрофонного усилителя пульта П-142, усиливается и с выхода пульта через распределительные коробки подается на индивидуальные кассеты пульта 6ППУ2/2-117. В индивидуальных кассетах пульта сигнал предварительно усиливается, подвергается частотной обработке и через панорамный регулятор поступает на главные кассеты, в которых сигнал может быть подвергнут дополнительной частотной обработке для обеспечения оптимального озвучения



При работе преподавателя с радиомикрофоном сигнал от приемника радиомикрофона ПР$_1$ поступает на вход индивидуальной кассеты и затем на групповую кассету пульта 6ППУ2/2-117. С выхода групповых кассет сигнал поступает на блок режима работы, который позволяет поочередно подключать аппаратуру учебной аудитории и зала заседаний к системе перевода речи.

**Конференц-система зала заседаний** состоит из двух групп источников сигналов, блоков перевода (Б-565, 28 шт.), установленных в креслах зала, и четырех звуковых колонок для подзвучивания зала.

Первая группа источников сигналов состоит из двух микрофонов трибуны, непосредственно подключенных к микрофонным входам микшерного пульта 6ППУ2/2-117. К линейным входам этого пульта через распределительные коробки подключена вторая группа источников, включающая в себя пульт председателя П-141 и четыре пульта оратора П-142.

Пульт П-141 работает автономно и включение микрофона председателя осуществляется независимо от того, включен ли микрофон пульта оратора. При этом отключения микрофонов пультов оратора не происходит. Однако пульт председателя предоставляет возможность одновременного отключения микрофонов пультов ораторов.

Микрофоны пультов оратора П-142 работают в автоматическом режиме. При включении микрофона любого пульта оратора микрофоны остальных пультов отключаются автоматически. С выхода пульта 6ППУ2/2-117 сигнал поступает на блок режима работы и далее на систему перевода речи.

**Система перевода речи** содержит пульт главного переводчика П-139 и три пульта переводчика П-146. Сигнал на вход пульта П-139 приходит от источников конференц-систем учебной аудитории или зала заседаний через блок режима работы в зависимости от того, в каком положении установлен переключатель «Зал 1–Зал 2».

Система перевода речи действует в двух режимах — прямого и обратного перевода. В *режиме прямого перевода* сигнал от оратора, выступающего на осевом языке, поступает на вход пульта главного переводчика П-139, усиливается, при необходимости подвергается частотной обработке, затем подается на пульты переводчиков П-146 и далее на телефонно — микрофонные гарнитуры пультов. Сигналы прямого перевода с осевого языка (от микрофонов гарнитур) усиливаются в пультах переводчиков и вновь поступают на пульт главного переводчика, усиливаются и поступают на выходной разъем пульта. На выходной разъем пульта также поступает сигнал осевого языка.

При выступлении оратора не на осевом языке один из переводчиков работает в *режиме обратного перевода* (перевода речи оратора на осевой язык) В этом режиме работы сигнал оратора поступает только на вход того пульта переводчика, с которого будет вестись обратный перевод, а сигнал с его выхода через пульт П-139 подается на входы остальных

пультов переводчика На выходы пульта главного переводчика сигналы переводов раздаются так же, как и в режиме прямого перевода

С выхода пульта главного переводчика сигналы поступают на блок режима работы и в зависимости от того, в каком положении находится переключатель блока «Зал 1–Зал 2», поступают в учебную аудиторию или зал заседаний

Сигналы перевода прослушиваются в учебной аудитории на головные телефоны типа «серьга», подключенные к пультам ораторов П-142 и к приемнику перевода «Синхрон-2», а также на встроенном громкоговорителе пульта монитора П-145 В зале заседаний сигналы перевода прослушиваются также по телефонам типа «серьга», подключенным к пульту председателя П-141, пультам ораторов П-142, блокам переводов Б-565

При помощи селекторов каналов и регуляторов громкости, расположенных на перечисленных выше устройствах, выбирается необходимый язык и устанавливается уровень громкости звучания телефонов Для подзвучиванйя помещения зала заседаний используются звуковые колонки Сигнал оратора на звуковые колонки поступает с выходов двухканального усилителя мощности, входы которого через устройство подавления акустической обратной связи (УПАОС) подключены к микшерному пульту 6ППУ2/2-117 Устройство подавления АОС предотвращает возможность возникновения генерации из-за положительной обратной связи по всей петле звукоусиления микрофон — усилитель — громкоговоритель — помещение — микрофон

## 10.12. Цифровые конференц-системы

Традиционная консервативность крупных заказчиков (технических служб конгресс-холлов и конференц-залов), а также повышенная надежность конференц-систем (выпущенное несколько десятилетий назад оборудование до сих пор морально и технически не устарело) привели к тому, что работающие в этой нише производители начали использовать цифровые технологии совсем недавно

*Преимущества цифровых технологий* Показать преимущества цифровых технологий в области конференц-систем уместно на примере модульной конференц-системы SDC (Sennheiser Digital Conferense) выпускаемой компанией Sennheiser

Следует отметить, что термин «цифра» в данном случае относится к управлению входящими в систему компонентами и к методу передачи звукового сигнала Очевидные преимущества — оперативность и простота изменения конфигурации системы, а также ничтожно малые потери качества при передаче звука на большие расстояния Учитывая что в максимальной конфигурации SDC способна обслуживать до 600 делегатов общая протяженность коммутационных линий в системе может достигать 2 км Дополнительные преимущества — относительно небольшие затраты на создание базовой (до 25 делегатов) системы



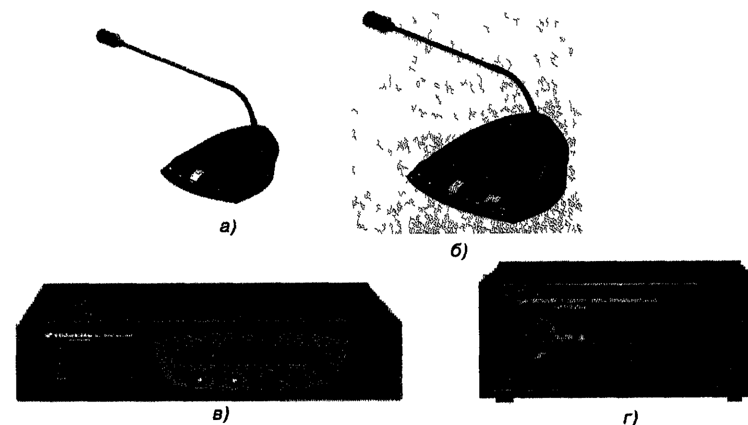


**Рис. 10.16.** Цифровая модульная конференц-система Sennheiser SDC *а* — пульт делегата/председателя, *б* — пульт делегата/председателя с селектором канала синхронного перевода, *в* — центральный блок, *г* — блок питания

и простота последующего расширения в зависимости от поставленных задач и бюджета

*Функциональные особенности SDC* SDC идеально адаптируется к различным мероприятиям — как небольшим семинарам, так и крупным международным конференциям и конгрессам Система строится из стандартных компонентов — пультов делегата (SDC 3000 DU — пульт делегата/председателя, рис 10 16,*а* и SDC 3000 DC — пульт делегата/председателя с селектором канала синхронного перевода, рис 10 16,*б*), подключаемых к центральному блоку SDC 3000 CU, рис 10 16,*в* и блока питания SDC PS 25, рис 10 16,*г* Модульная конструкция до минимума сокращает затраты времени на развертывание системы, последовательная или параллельная коммутация пультов между собой и центральным блоком осуществляется в течение нескольких минут Каждый пульт подсоединяется к центральному блоку одним многожильным кабелем, поэтому, как бы ни менялась «дислокация», аккуратные кабели под ногами не мешаются и почти незаметны на полу Без добавления каких-либо аппаратных средств система обеспечивает функцию голосования с подсчетом голосов При этом не требуется выделенного компьютера так как управляющие процессоры с «зашитым» программным обеспечением аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи встроены непосредственно в компоненты системы

*Компоненты системы SDC* Независимо от количества участников мероприятия (от 25 до 600) каждый имеет возможность сказать свое слово выслушать коллег многие из которых могут говорить на других языках прослушать любой другой звуковой материал а также выразить свою волю путем голосования Пульт делегата обеспечивает все эти возможности SDC включает две модификации таких устройств

стандартную SDC 3000 DU и SDC 3000 DC, отличающуюся наличием селектора канала синхронного перевода Заподлицо с чуть наклонной лицевой панелью пультов смонтирован громкоговоритель, позволяющий на рабочем месте прослушивать речь или другой звуковой материал Эта персональная «система звукоусиления» позволяет создать уровень громкости, удобный делегату, не мешающий его соседям

На держателе типа gooseneck (гусиная шея) установлен электретный микрофон (рис 10 16,*а*, *б*) На микрофоне смонтировано кольцо-светодиод, служащее индикатором текущего режима работы пульта — осуществления запроса о предоставлении слова, и активности микрофона В обе модификации пультов интегрирована электронная система голосования, поддерживающая варианты ответов «За», «Против» и «Воздержался»

Применение цифровых технологий позволяет мгновенно изменить функциональное предназначение пульта — сделать из делегатского пульт председателя Переключение доступно для обеих модификаций и, в отличие от аналоговых систем, осуществляется программно, через центральный блок SDC 3000 CU При этом для выполнения функций председателя (выставление от 1 до 6 уровней приоритета, ручное или автоматическое включение микрофонов на пультах делегатов и др ) используются две управляющие кнопки, неактивные в режиме делегата Допускается конфигурация, включающая до трех пультов председателя в одной системе при проведении крупных конференций

Центральный блок SDC 3000 CU оборудован тремя шинами для подключения делегатских пультов (3×50, со встроенным источником питания), интерфейсами для реализации других коммутационных возможностей системы В частности через специальный разъем к центральному блоку могут подключаться инфракрасные модуляторы, применяемые для построения систем синхронного перевода (в целом до 12 языков) При необходимости через входы звуковых сигналов подключаются дополнительные источники сигнала например радиосистемы или электронные носители

SDC 3000 CU выполняет функции программного конфигуратора конференц-системы при минимальной (рис 10 17 *а*) и максимальной (рис 10 17 *б* каскадной) коммутации (до 4 центральных блоков 4×150 пультов делегатов) работает как «мастер» или «подчиненный» При наращивании общей емкости системы требуются дополнительные блоки питания SDC PS 25 каждый из которых рассчитан на 25 дополнительных пультов делегата (не включая 75 подключаемых к одному центральному блоку)

Через центральный блок осуществляется регулировка громкости сигналов принимаемых с пультов и общее управление пультами делегатов в одном из трех режимов работы Free (свободный) — для активизации микрофона участник конференции просто нажимает кнопку Mic на своем пульте режим Automatic (автоматический) — система автоматически переключается на следующего выступающего в режиме Request



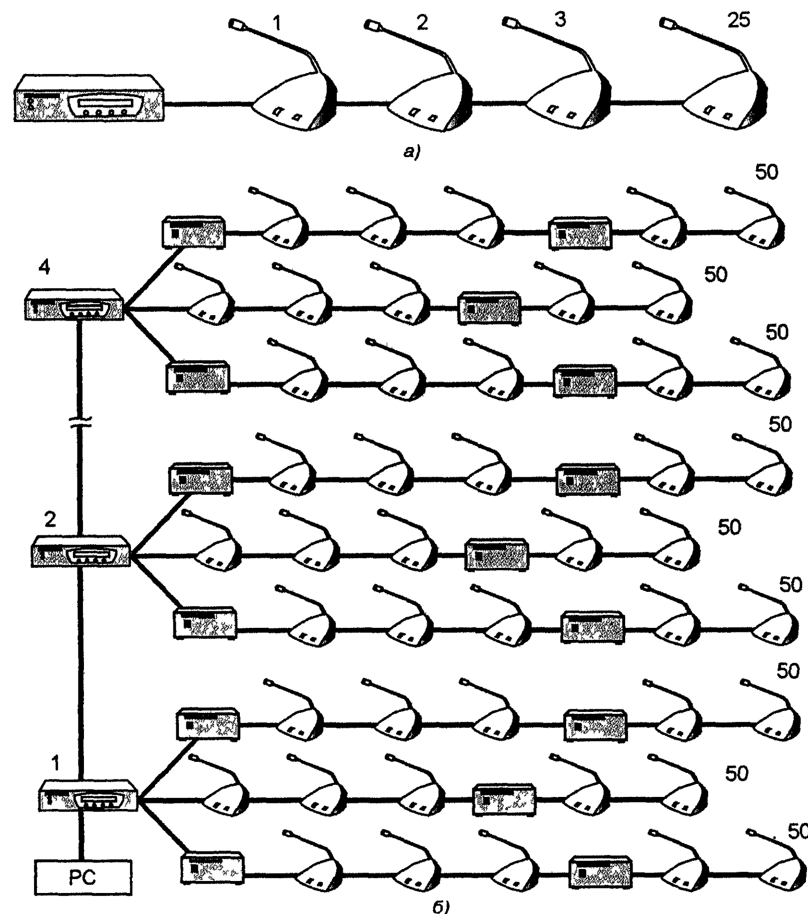



**Рис. 10.17.** Конфигурация конференц-системы Sennheiser SDC *а* — минимальная *б* — максимальная

(по запросу) слово выступающим по своему усмотрению предоставляет ведущий (с пульта председателя)

Мониторинг коммутационных режимов центрального блока и сигнальных шин а также конфигурация системы осуществляются при помощи как органов управления и контроля на лицевой панели центрального блока так и персонального компьютера подключаемого через порт RS-232 к центральному блоку работающему как «мастер» В сочетании со специальным программным обеспечением такая система позволяет интегрировать функции управления средой передачи (внешними устройствами и компьютерными файлами) и реализовать сложные конфигурации с многоязычным синхронным переводом и выводом результатов подсчета голосов на внешние устройства видеоотображения Таким образом по

добные конференц-системы очень комфортны для пользователей. Они могут использоваться при проведении мероприятий любого масштаба, адаптироваться к любому помещению и количеству участников.

## Контрольные вопросы

1. Перечислите требования, предъявляемые к системам озвучения и звукоусиления. Что, общего и в чем различие между системами озвучения и звукоусиления?
2. Перечислите типы систем озвучения. В каких случаях они применяются?
3. Какие требования необходимо учитывать при озвучении открытых пространств?
4. Какие требования учитывают при озвучении закрытых помещений?
5. Какие типы громкоговорителей используют в системах озвучения и звукоусиления? Каковы их преимущества и недостатки?
6. Что такое акустическая обратная связь? Каковы способы борьбы с нею?
7. Что такое регенеративная реверберация? Перечислите положительные и отрицательные факторы этого явления.
8. Каковы способы синхронного перевода речи?
9. Изобразите структурную схему какой-либо системы синхронного перевода речи и опишите принцип ее действия.
10. В чем заключаются преимущества цифровых технологий при реализации конференц-систем?
11. Назовите основные компоненты цифровых конференц-систем и каковы их функциональные особенности?

*Глава 11*

# Преобразование и обработка звуковых сигналов

## 11.1. Цели и способы преобразования сигналов звукового вещания

При формировании программ ЗВ сигналы, полученные от микрофонов и других источников, многократно преобразуются и видоизменяются. На входе и выходе канала сигнал присутствует в акустической (механической) форме, в самом канале в электрической форме — аналоговой или дискретной (цифровой). В электрическом канале сигнал подвергают множеству изменений: его усиливают или ослабляют (изменяют его уровень), регулируют динамический диапазон $D$, спектр и временну́ю структуру, смешивают с другими сигналами, смещают по частоте (транспонируют), превращают из аналоговой формы в дискретную и обратно, уменьшают или увеличивают длительность звучания. Эти изменения производят для достижения нескольких целей, главные из которых: решение художественных (творческих) задач; приспособление параметров сигнала к свойствам электрических каналов и трактов и приспособление параметров сигнала к условиям домашнего воспроизведения. Эти задачи решают с помощью устройств, управляемых вручную и автоматически: регуляторов уровня и АЧХ, линий задержки, ревербераторов, устройств звуковых эффектов, различного рода преобразователей динамического диапазона сигнала и т.п.

Рассмотрим подробнее изменения электрических сигналов, производимые с целью решения художественных задач.

Уровни сигналов разных источников регулируют, чтобы создать желаемое соотношение (баланс) громкостей различных оркестровых групп, солирующих инструментов, певцов-солистов, получить в помещении слушателя задуманное расположение КИЗ. Одновременно решают и техническую задачу· весь диапазон уровней должен оказаться в пределах, установленных нормами и правилами технической эксплуатации (ПТЭ). Минимальные уровни сигнала ЗВ должны быть существенно (на 20 дБ) выше уровня помех канала, максимальные не должны превышать значения, при котором недопустимо возрастают нелинейные искажения, начинается перемодуляция передатчиков, а в магнитной записи появляется опасность копир-эффекта

Уменьшение уровня помех в каналах и трактах заставляет применять технические меры, удорожающие аппаратуру: улучшать фильтрацию питающих напряжений, использовать электронные элементы (транзисторы, интегральные микросхемы, лампы) с малым уровнем собственных шумов, увеличивать число уровней квантования в цифровых преобразователях, экранировать блоки и узлы аппаратуры и т.д.

Для уменьшения нелинейных искажений необходимо увеличивать запас по мощности усилительных и радиопередающих устройств (примерно на 6...10 дБ), вводить цепи, компенсирующие нелинейные искажения, применять ограничители с переменным предыскажением. В цифровых устройствах следует увеличивать число разрядов в кодовом слове отсчета ЗС, т.е. вводить запас уровней квантования, чтобы неискаженно передавать кратковременные пики уровней, которые могут вызвать перегрузку АЦП и, следовательно, создать заметные нелинейные искажения. Все перечисленные меры технически осуществимы, но удорожают аппаратуру.

Перечисленные обстоятельства приводят к необходимости уменьшать $D$ сигналов, хотя это ухудшает художественное качество формируемых программ. Ввиду относительно высокого уровня перекрестных помех в аналоговых трактах первичного распределения программ ЗВ приходится прибегать к дальнейшему сжатию $D$ сигналов на входе МКЗВ, а затем расширению на его выходе. Некоторые ограничения на $D$ воспроизводимых сигналов накладывают условия домашнего прослушивания. Минимальные уровни $N_{\text{c min}}$ должны превышать уровень акустических шумов $N_{\text{п}}$, проникающих в жилые комнаты, а максимальные уровни $N_{\text{c max}}$ не должны создавать ощутимых помех в соседних квартирах. Если принять уровень акустических шумов в жилом помещении равным 40 дБ, минимально допустимый уровень сигнала 60 дБ, а максимально допустимый — 90...96 дБ, то получим, что $D$ воспроизводимых сигналов должен составить около 40 дБ.

Примерный ход преобразования динамического диапазона ЗС в трактах формирования, а также первичного и вторичного распределения программ изображен на рис. 11.1. Здесь принято следующее обозначение динамических диапазонов: $D_1$ — исходный; $D_2$ — после ручного регулирования уровней; $D_3$ — в аналоговых МКЗВ; $D_4 = D_2$ — на входе ТВРП и соответственно в ТПП

Связь динамического диапазона сигнала с отношением сигнал/помеха (С/П) в децибелах и допусками $\Delta_1$ и $\Delta_2$, установленными с целью предотвращения перемодуляции пиками уровня сигнала и заметности помех при небольших уровнях, выражается формулой $D = 20\lg(\text{С/П}) - (\Delta_1 + \Delta_2)$ и изображена на рис. 11.2 Следует лишь уточнить, что при слушании в домашних условиях средний уровень звукового давления меньше, чем при слушании той же программы в концертном зале В силу свойств нашего слуха это приводит к относительной потере громкости звуков нижних и верхних частот, т.е к сужению слышимого спектра звуков



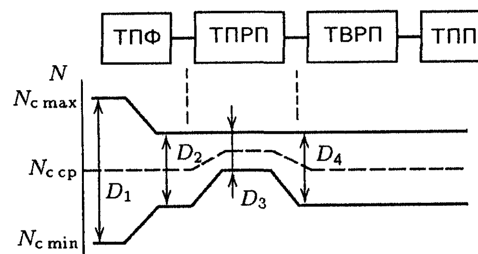



**Рис. 11.1.** Преобразование динамического диапазона сигнала ЗВ в электрическом канале

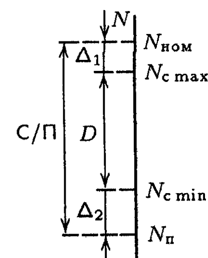



**Рис. 11.2.** Связь отношения сигнал/помеха и динамического диапазона сигнала

Наряду с преобразованиями динамического диапазона при помощи регуляторов АЧХ и фильтров изменяют форму спектра сигналов, стремясь подчеркнуть тембровые особенности звучания певческих голосов и музыкальных инструментов, устраняют недостатки голоса исполнителя, исправляют амплитудно-частотные искажения, уменьшают влияние шумов при реставрации старых фонограмм.

Во многих трактах первичного и вторичного распределения программ ЗВ приходится идти на ограничение ширины полосы частот. При этом большое значение имеет правильный выбор соотношения граничных частот. При неправильном выборе нарушается баланс громкостей звуков нижних и верхних частот. В результате может оказаться, что аппаратура с более широкой полосой частот, например 200...10000 Гц, будет создавать худшее звучание, чем аппаратура с более узкой полосой частот, например 100...6000 Гц. Это обстоятельство нашло отражение в эмпирической рекомендации: произведение граничных частот полосы пропускания должно составлять примерно 450000...600000.

Изменяя временну́ю структуру сигналов, создают эффекты различной реверберации, эха, имитируют унисонное звучание при ведении мелодии одним инструментом или голосом, изменяют тональность звучания, регулируют длительность исполнения, чтобы ввести его в заданный временно́й промежуток.

Ученые, инженеры, творческие работники ЗВ продолжают поиск таких способов преобразования звуковых сигналов речи и музыки, при использовании которых достигается наилучший художественный результат, а параметры сигналов в наибольшей степени соответствуют свойствам каналов и трактов системы ЗВ.

## 11.2. Ручные регуляторы уровня

Различают оперативное и установочное регулирование уровней В первом случае оно осуществляется при помощи ручных регуляторов, управляемых звукорежиссером (или лицом, его заменяющим), а во втором — техническим персоналом аппаратных ТПРП и ТВРП. Оператив-

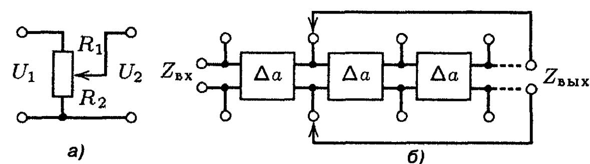



**Рис. 11.3.** Регуляторы уровня с плавным (*а*) и ступенчатым (*б*) изменениями затухания

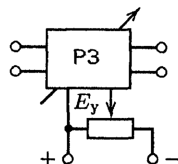



**Рис. 11.4.** Регулятор уровня с косвенным управлением

ное регулирование производят лишь в одной точке вещательного канала. При записи сигналов вещательной программы такой точкой является студийная аппаратная записи, а при непосредственном вещании из студии — вещательная аппаратная. В других точках вещательного канала ведут лишь установочное регулирование на измерительных (испытательных) сигналах, подаваемых в канал или тракт до начала сеансов вещания. Целью установочного регулирования является установление таких коэффициентов передачи устройств, при которых максимальные уровни сигнала в контрольных точках не будут превышать номинальных.

Обычно основой регулятора уровня РУ служит делитель напряжения (потенциометр) или четырехполюсник с плавным или ступенчатым изменением затухания. Их включение в тракт показано на рис. 11.3,*а*,*б*. Основой РУ с плавным изменением затухания служит токопроводящий слой из графита, особой пластмассы или проволоки с большим удельным сопротивлением, по которому скользит щетка (ползунок), выполненная из бериллиевой бронзы, графита с добавкой фторопласта, серебра и других материалов, способствующих образованию надежного контакта. Соприкасающиеся поверхности должны хорошо сопротивляться истиранию и не обладать большой контактной разностью потенциалов. Затухание делителя напряжения определяется соотношением сопротивлений $R_1$ и $R_2$: $a = 20\lg(U_1/U_2) = 20\lg[(R_1 + R_2)/R_2]$. Преимущества регулируемых делителей — плавность изменения затухания, простота. Главный недостаток — изменения входного и выходного сопротивлений РУ при регулировании затухания, что нарушает режим сопряжений с РУ других звеньев. Указанный недостаток отсутствует у регуляторов-четырехполюсников: Т-образного мостового, скрещенного или лестничного типов. Это свойство сохраняется, если характеристическое сопротивление РУ согласовано со входным и выходным сопротивлениями смежных с РУ звеньев Реализовать законы изменения сопротивлений, входящих в РУ, при помощи переменных резисторов невозможно, поэтому регуляторы-четырехполюсники выполняют в виде наборов десятков постоянных резисторов и двух-трех многоконтактных переключателей, управляемых общей ручкой. Чтобы скачки громкости были на пороге слуховой заметности, шаг изменения затухания ступенчатого регулятора-четырехполюсника не должен превышать 0,5. 1,0 дБ Лишь в области больших затуханий допустимо его увеличивать до 3 дБ Формулы для



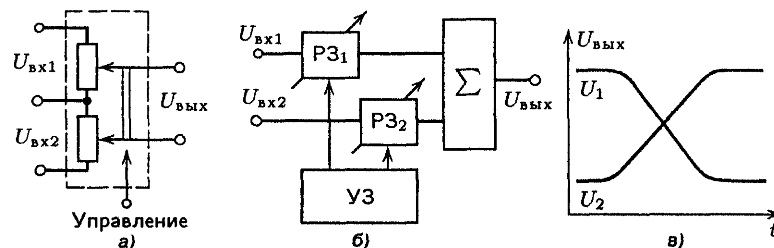



**Рис. 11.5.** Принцип действия (*а*), структура (*б*) и результат регулирования (*в*) смесительного регулятора — кроссфейдера

расчета элементов регуляторов-четырехполюсников имеются в учебниках по теории электрических цепей, поэтому здесь не приводятся. Максимальное затухание оперативных РУ составляет не менее 60...80 дБ. Предусмотрено положение обрыва цепи ($a = \infty$).

Надежность РУ с трущимися контактами, образованными щеткой и токопроводящим слоем или ползунком и штифтами-контактами, недостаточна. С течением времени, по мере износа появляются шорохи и трески, поэтому все чаще применяют регуляторы с косвенным («бесконтактным») управлением (рис. 11.4). В них коэффициент передачи (или затухание) регулируемого звена (РЗ) изменяют, воздействуя управляющим напряжением $E_у$, световым потоком или магнитным полем. Соответственно РЗ выполняют в виде усилителя с переменным коэффициентом усиления, делителя напряжения с нелинейным элементом (полупроводниковым диодом, фотодиодом, оптроном — парой «фотодиод-светодиод», полупроводниковым диодом, сопротивлением которого управляют, перемещая возле него постоянный магнит). Управляющее напряжение используется в аналоговой или цифровой форме. Одним $E_у$ можно управлять одновременно коэффициентами передачи нескольких трактов пульта.

Особым видом ручных РУ является смесительный регулятор — кроссфейдер (от англ. слов cross — пересечение и fader — регулятор уровня). При помощи кроссфейдера совершают плавный переход от одного сигнала к другому (рис. 11.5,*а*, *б*). Этим регулятором управляют вручную или автоматически, по заранее установленной программе. В зависимости от желаемого результата длительность перехода изменяют от единиц миллисекунд до одной и нескольких секунд. Иногда кроссфейдер выполняют с косвенным управлением по схеме, показанной на рис. 11.4.

## 11.3. Стереофонические регуляторы

При формировании стереофонических сигналов используют РУ, называемые в зависимости от получаемого эффекта регулятором ширины базы (РШ), направления (РН) и панорамным (РП). Некоторые из них

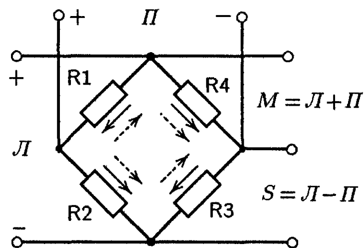



Рис. 11.6. Схема, поясняющая принцип действия СРП

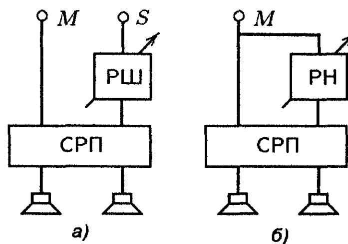



Рис. 11.7. Схема, поясняющая принципы действия РШ и РН

действуют совместно с суммарно-разностным преобразователем (СРП). При помощи этих регуляторов формируют желаемую звуковую картину (звуковую панораму) в помещении слушателя: расположение КИЗ, протяженность всего звучащего ансамбля и его отдельных групп по ширине базы, изменять стороны звуковой картины, т.е. инвертировать ее, перемещать КИЗ по базе. Эти эффекты достигаются чисто электрическим путем. Предварительно исходные сигналы $Л$ и $П$ при помощи СРП превращают в форму $M = Л + П$ и $S = Л - П$.

Принцип действия СРП ясен из рис. 11.6. Пусть в какой-то момент полярность исходных сигналов $Л$ и $П$ такова, как обозначено на рис. 11.6. Токи сигналов $Л$ и $П$ на резисторах R2 и R4 совпадают по направлению, т.е. образуют сигнал $M$, а на резисторах R1 и R3 — противоположны, т.е. образуют сигнал $S$. В таком виде стереофонические сигналы подаются на РШ и РН.

Рассмотрим действие РШ (рис. 11.7,*а*). Будем уменьшать напряжение сигнала $S$ от максимального до нуля. При максимальном напряжении сигнала $S$ звуковая картина будет простираться от левого громкоговорителя до правого. При $S = 0$ в результате действия СРП на выходе РШ получим $Л = П = M$, и воспроизводимая картина стянется в точку, расположенную посередине между громкоговорителями.

Теперь рассмотрим действие РН (рис. 11.7,*б*). Для простоты и наглядности рассуждений положим, что сигнал $S$ получается из сигнала $M$. Будем подмешивать сигнал $M$ в тракт сигнала $S$, меняя его величину и знак. При $S = M$ имеем $Л = M + M = 2M$, $П = M - M = 0$, и звучит левый громкоговоритель. При $S = 0$ $Л = П = M$, и звук исходит из точки, расположенной посередине между громкоговорителями. При $S = M$ сигналы $Л = M + (-M) = 0$, $П = M - (-M) = 2M$, и звучит правый громкоговоритель. Итак, при изменении в тракте сигнала $S$ в пределах $\pm M$ в воспроизводимой картине КИЗ перемещается слева направо.

Регуляторы РШ и РН обычно объединяются в общую конструкцию, носящую немецкое название Richtungsmikscher (рис. 11.8,*а*). Для обеспечения изменения полярности сигнала РН собирают по мостовой схеме в виде набора резисторов. Сдвоенные щетки перемещаются по контактам переключателя в пределах 360°. Резистор РШ в различной степени шунтирует вход $S$.



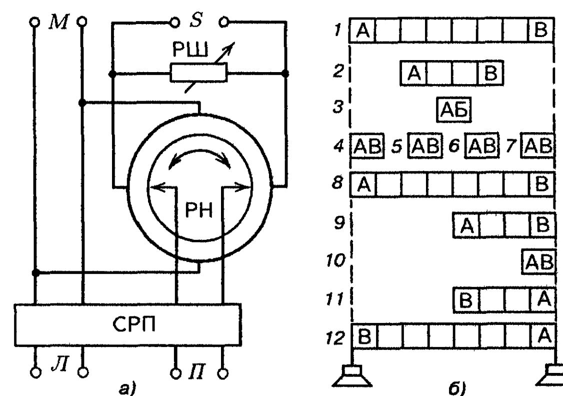



Рис. 11.8. Структурная схема рихтунгмикшера — объединения РШ и РН (*а*) и диаграммы (*б*), поясняющие его действие

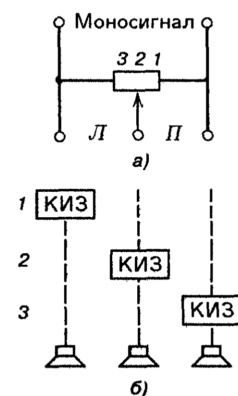



Рис. 11.9. Схема (*а*) и диаграммы (*б*), поясняющие действие панорамного регулятора

Совместное действие РН и РШ показано на рис. 11.9,*б*. В позиции *1* показана звуковая картина наибольшей ширины: сопротивление РШ максимально, щетки РН находятся в горизонтальном положении. По мере уменьшения сопротивления РШ протяженность звуковой картины сокращается (позиции *2, 3*). Позиции *4–7* показывают действие РН при сопротивлении РШ, равном нулю. Щетки РН совершают полуоборот из вертикального положения. Позиции *8–12* изображают результат совместного действия РШ и РН. При переходе от позиции *8* к позиции *10* сопротивление РШ уменьшается до нуля и щетки РН из горизонтального положения переводятся в вертикальное. При дальнейшем перемещении щеток в позиции *11, 12* они снова приходят в горизонтальное положение, но меняются местами, а сопротивление РШ увеличивается до максимального. Звуковая картина при этом становится зеркально передаваемой.

Очень часто исходные сигналы в монофонической форме записывают на разные дорожки многодорожечного магнитофона, а затем звуковую панораму формируют, подмешивая эти сигналы в определенных соотношениях в каналы Л и П при помощи панорамного регулятора ПР (рис 11.9). По мере перемещения щетки регулятора из позиции 1 в позицию 3 КИЗ смещается слева направо. Совместным действием нескольких ПР получают желаемое размещение КИЗ в звуковой картине.

## 11.4. Ручные регуляторы спектра

Для изменения спектра ЗС путем регулирования АЧХ трактов используют различные устройства, создающие спады или подъемы АЧХ в области нижних и верхних частот или в ограниченных участках на средних частотах К числу этих устройств относятся регуляторы плавного

подъема и спада АЧХ на нижних и верхних частотах, фильтры, резко ограничивающие полосу пропускания по нижним и верхним частотам, многополосные регуляторы АЧХ, называемые графическими корректорами или эквалайзерами (от англ. слова equaliser — корректор, выравниватель), фильтры «присутствия» (презенс-фильтры), вокалстрессор (от англ. слова stress, буквально — подчеркивать, выделять, ударять). При построении названных устройств обычно используют активные RC-цепи на операционных усилителях (ОУ).

Целями регулирования формы спектра являются: придание большей выразительности звучанию певческих голосов и музыкальных инструментов, уменьшение заметности некоторых недостатков речи (неприятного тембра, шепелявости, посвистывания); создание некоторого подобия певческой форманты, различных звуковых эффектов, например, имитации звучания речи по телефону, по радио, через рупор, акустической обстановки передаваемых сцен; получение новых, необычных тембров; исправление нарушений частотного баланса, возникающего при воспроизведении сигналов с повышенной или пониженной по сравнению с исходной громкостью; ослабление влияния помех (шумов) при реставрации старых фонограмм, записанных механическим, оптическим или магнитным способом, и при записи в неудовлетворительных акустических условиях.

Регуляторы АЧХ часто называют частотными корректорами. Но для исправления АЧХ они используются очень редко. Амплитудно-частотные характеристики звукорежиссерских пультов, профессиональных микрофонов и магнитофонов столь хороши, что не нуждаются в корректировании. Чаще всего перечисленные устройства используют для сознательного отклонения АЧХ от горизонтальной прямой, как об этом написано выше, и лишь в редких случаях действительно для исправления амплитудно-частотных искажений, возникающих из-за необычных условий приема звуков музыки и речи в акустически неприспособленных помещениях, неоптимальном расстоянии микрофона от источника звука, при использовании миниатюрного («петличного») микрофона, помещенного под одеждой, для подавления ярко выраженных резонансов помещений (особенно небольших).

Различные регуляторы АЧХ конструктивно объединяют в общем блоке. Его структурная схема и примерный вид получаемых АЧХ показаны на рис. 11.10. Во избежание взаимных влияний регуляторы отделяют друг от друга усилительными каскадами В качестве регуляторов применяют пассивные и активные четырехполюсники на RC-элементах (активные, как правило, на ОУ). Параметры регуляторов меняются плавно или (чаще) дискретно. В более детальном виде форма АЧХ регуляторов плавного подъема и спада АЧХ показана на рис. 11 11,*а*, фильтров среза АЧХ — на рис. 11.11,*б* фильтра «присутствия» — на рис 11 11,*в* Плавные подъемы и спады АЧХ осуществляются обычно в пределах ±(15 24) дБ ступенями по 3 6 дБ, частоты среза ФВЧ —



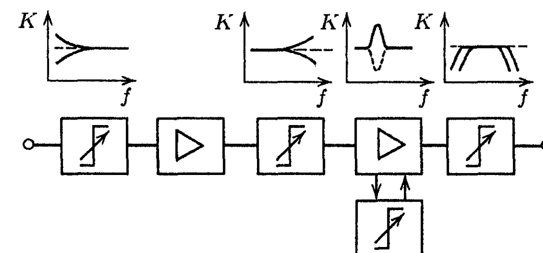



**Рис. 11.10.** Структурная схема блока регуляторов АЧХ

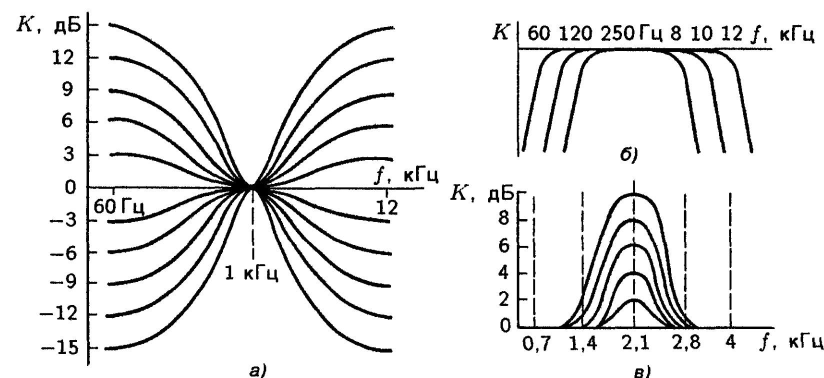



**Рис. 11.11.** Форма АЧХ регуляторов плавного подъема и спада АЧХ (*а*), фильтров среза (*б*) и фильтра «присутствия» (*в*)

60, 120, 250 Гц, ФНЧ — 12, 10, 8, 5, 3 кГц, крутизна спада — не менее 12 дБ/окт., средние частоты фильтров «присутствия» — 0,7; 1,4; 2,1; 2,8; 4 кГц, причем высоту подъема АЧХ изменяют ступенями обычно через 2 дБ от 0 до 10 дБ. Инвертируя АЧХ, получают на перечисленных частотах спады, а не подъемы

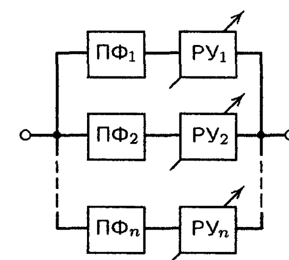



**Рис. 11.12.** Структурная схема многополосного регулятора АЧХ-эквалайзера

Широкими возможностями изменения АЧХ обладает многополосный регулятор (графический корректор, эквалайзер). Он содержит несколько ПФ (рис. 11.12). Коэффициент передачи в каждой частотной полосе изменяется плавно или ступенями РУ. Положения рукояток наглядно изображают форму АЧХ, отсюда его второе название — графический корректор Используют октавные, полуоктавные, третьоктавные фильтры Диапазон звуковых частот от 16 до 16000 Гц укладывается в десять октав, поэтому число фильтров будет соответственно равно 10, 20, 30, а средние частоты соседних по частоте фильтров будут различаться в 2, $\sqrt{2}$ и $\sqrt[3]{2}$ раз По рекомендации Междуна-

родной организации по стандартизации (ISO) установлены следующие средние частоты фильтров:

октавных: 16; 31,5; 63; 125; 250; 500 Гц; 1; 2; 4; 8; 16 кГц;

полуоктавных: 16; 22,4; 31,5; 45; 63; 90; 125; 180; 250; 355; 500; 710 Гц; 1; 1,41; 2; 2,8; 4; 5,6; 8; 11,2; 16 кГц;

третьоктавных: 16; 20; 25; 31,5; 40; 40; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 400; 500; 630; 800 Гц; 1; 1,25; 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16 кГц.

При помощи многополосного регулятора АЧХ получают самые различные АЧХ, в том числе с инверсией знака (спад вместо подъема). Поэтому такие регуляторы используют для тонкого корректирования АЧХ, например выравнивания АЧХ системы «громкоговоритель — помещение», содержащей в силу особенностей громкоговорителей и помещения множество пиков и провалов.

Особенности использования фильтров «присутствия», многополосных регуляторов и вокалстрессора рассматриваются дальше.

## 11.5. Смесительные и коммутационные устройства

Смесительным устройством (смесителем, микшером — от лат. слова mix — смешивать) в пульте звукорежиссера называют звено, в котором суммируются сигналы нескольких входных или групповых трактов. Смесительное устройство обычно совмещают с коммутатором, при помощи которого входные или групповые тракты пульта подключаются к смесительной шине и через нее к последующим звеньям пульта*.

Простейшая схема смесительного устройства показана на рис. 11.13,*а*. Сигналы со входов 1, 2,..., $n$ поступают на индивидуальные регуляторы ИР, в качестве которых здесь изображены регулируемые делители напряжения (потенциометры) $R_1$, $R_2$,..., $R_n$, затем на смесительную шину Ш и общий регулятор ОР. Эта схема имеет два недостатка. Первый заключается в том, что изменение числа подключенных к шине ИР приводит к изменению уровня сигнала на шине, так как нагрузкой каждого ИР служит не только входное сопротивление ОР, но и выходные сопротивления других ИР. Второй недостаток еще более неприятен. Если в качестве ИР используются делители напряжения, то по мере перемещения щетки ползунка из верхнего по схеме положения в нижнее выходное сопротивление ИР будет все более шунтировать смесительную шину и в нижнем положении замкнет ее накоротко, что приведет к прекращению передачи сигналов со всех остальных ИР в последующие звенья тракта

* Английский термин mixer многозначен Он означает смеситель, преобразователь частоты, регулятор уровня (индивидуальный микшер, главный микшер), пульт звукорежиссера и даже лицо, управляющее пультом и называемое у нас звукорежиссером или звукооператором Ввиду многозначности этот термин в учебнике не употребляется



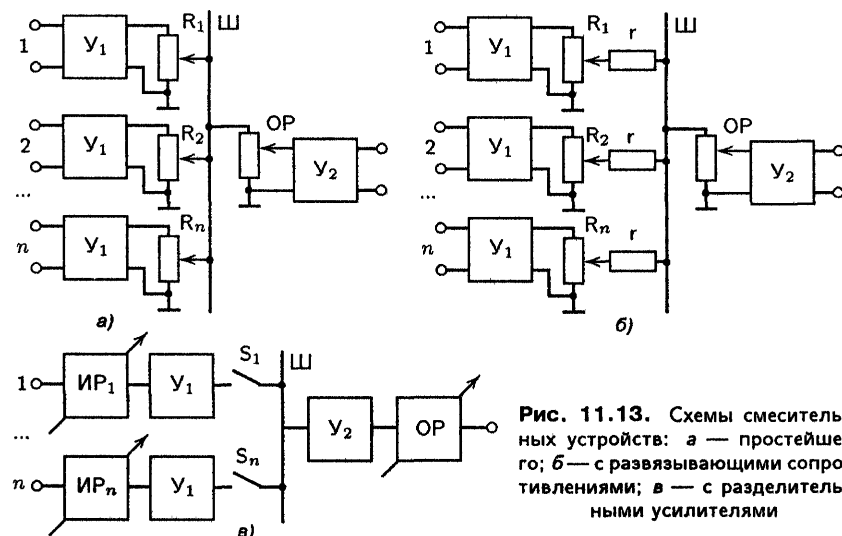



**Рис. 11.13.** Схемы смесительных устройств: *а* — простейшего; *б* — с развязывающими сопротивлениями; *в* — с разделительными усилителями

Процесс изменения уровня сигнала на выходах ИР при изменении затухания одного из них называется *взаимным влиянием регуляторов*. Оно чрезвычайно осложняет действия звукорежиссера при регулировании уровней. От взаимных влияний в значительной мере освобождена схема, представленная на рис. 11.13,*б*, в которую введены развязывающие резисторы r. Мерой взаимных влияний в данной схеме служит максимальная величина изменения выходного уровня $\Delta N$ нерегулируемых ИР (в децибелах) при регулировании затухания одного из ИР:

$$\Delta N = 20\lg\left(1 + \frac{n-1}{4n}\frac{R}{r}\right).$$

В этой формуле $n$ — общее число ИР; $R$ — сопротивление делителя напряжения ИР; $r$ — сопротивление развязывающих резисторов. При большом числе ИР $(n-1)/n \approx 1$ и их взаимное влияние оценивают величиной

$$\Delta N = 20\lg(1 + R/4r).$$

Чем больше $r$, тем меньше взаимное влияние регуляторов. При $r \gg R$ оно меньше 2 дБ при любом числе ИР. Развязывающие резисторы создают заметные потери мощности сигнала. Эти потери характеризуют эффективным затуханием смесительного устройства:

$$a_{эф} = 10\lg(2n-1).$$

Действенное средство защиты от взаимных влияний — разделительные усилители или каскады (рис. 11.13,*в*). Они обеспечивают полную защиту от взаимных влияний регуляторов, хотя и усложняют смесительное устройство. Наличие разделительных усилителей расширяет возможности смесительного устройства, например, позволяет подключать

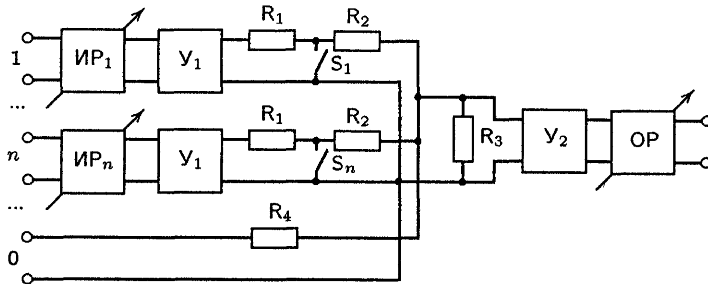



**Рис. 11.14.** Схема смесительного устройства с выключением входных трактов замыканием цепи

к шине несколько трактов, в частности основного тракта и тракта звуковых эффектов, не нарушая установленных уровней.

Ранее для устранения взаимных влияний применяли ИР и ОР с постоянными входными и выходными сопротивлениями, не зависящими от значения введенного затухания. Они основывались на четырехполюсниках, собранных по мостовой, Т-образной мостовой и лестничной схемах, и требовали введения дополнительных согласующих сопротивлений. К настоящему времени такие ИР и ОР не применяются, поскольку имеют сложную конструкцию — содержат сдвоенные или строенные переключатели с десятками позиций, а также вносят дополнительное затухание за счет добавления согласующих сопротивлений.

Оригинальная схема смесительного устройства представлена на рис. 11.14. В цепь каждого источника сигнала после разделительных усилителей $У_1$ включены резисторы $R_1$ и $R_2$, которые образуют совместно с сопротивлением нагрузки $R_3$ делители напряжения. Источник сигналов включается кнопками S. Такой способ коммутации более надежен, поскольку в положении «Включено» сигнал не проходит через контакты кнопок.

Сопротивление резисторов $R_1$ велики по сравнению с выходными сопротивлениями усилителей $У_1$, поэтому от одного усилителя $У_1$ можно подавать сигнал на несколько блоков смешивания и коммутации, например формировать сигналы основного тракта и тракта реверберации или звуковых эффектов. Чтобы обеспечить большое переходное затухание между этими трактами (не менее 80 дБ), эффективное затухание смесительного устройства должно быть велико, а выходные сопротивления усилителей $У_1$ малы.

Сопротивления резисторов $R_2$ велики по сравнению с сопротивлением резистора $R_3$, поэтому при коммутации цепей эффективное затухание смесительного устройства не меняется. Ввиду наличия усилителей $У_1$ и $У_2$ номинальные уровни на выходах ИР и ОР в рассматриваемом смесительном устройстве можно сделать одинаковыми. Это позволяет к дополнительному входу 0 подключить аналогичное второе устройство и тем самым увеличить число смешиваемых сигналов.



## 11.6. Усилители звуковых сигналов

Непременными звеньями вещательного канала, в том числе пульта звукорежиссера являются усилители. В зависимости от назначения различают усилители микрофонные, промежуточные, разделительные, выходные (линейные), линейно-разделительные, оконечные (мощные).

Микрофонные усилители служат для увеличения уровня сигналов, поступающих на входы пульта звукорежиссера. Для них характерны большое усиление (до 80 дБ), низкий приведенный ко входу уровень собственных шумов (−120... − 130 дБ), хорошая защищенность от синфазной входной помехи (не менее 70 дБ). Последнее обеспечивается симметричным входом. Имеется возможность регулировать чувствительность либо при помощи ступенчатого делителя напряжения (шаг регулирования обычно 10 дБ), либо посредством изменяемой отрицательной обратной связи.

Микрофонные усилители строят с трансформаторным и бестрансформаторным входом. В первом случае проще согласование небольшого электрического сопротивления микрофона с большим входным сопротивлением усилителя, что обеспечивает малое влияние собственных шумов. Легко осуществляется подача питания на конденсаторный микрофон по фантомной цепи через среднюю точку первичной обмотки трансформатора. Бестрансформаторная схема проще и дешевле, обеспечиваются малые частотные искажения, больше пределы изменения усиления. Ввиду отсутствия трансформатора не возникает микрофонный эффект, обусловленный магнитострикцией сердечника. Однако для организации фантомной цепи питания микрофона требуются дополнительные детали, в частности электролитические конденсаторы большой емкости. Они сами по себе могут стать источником помех.

Промежуточные усилители — самый распространенный вид усилительных устройств пульта звукорежиссера. Их используют для компенсации начального затухания регуляторов уровня и спектра, в качестве разделительных устройств в микшерах и цепях контроля. Усилители обычно конструируют по бестрансформаторной схеме с симметричным входом и симметричным или несимметричным выходом. Коэффициент усиления, как правило, небольшой (порядка десяти, т.е. усиление примерно 20 дБ). Применяется глубокая отрицательная обратная связь. Уровень собственных шумов −120... − 130 дБ. Входное сопротивление велико, выходное, как правило, мало.

Выходные (линейные) усилители подключены к симметричным линиям с волновым сопротивлением 150...600 Ом, обеспечивают номинальные выходные уровни +6.. +15 (17) дБ. Запас усиления позволяет поднимать выходной уровень до 21.. 25 дБ. Вход — несимметричный, выход — симметричный.

Разделительные усилители служат для устранения взаимных влияний в смесительных устройствах, защиты основных трактов от короткого замыкания и попадания посторонних (внешних) сигналов в точках

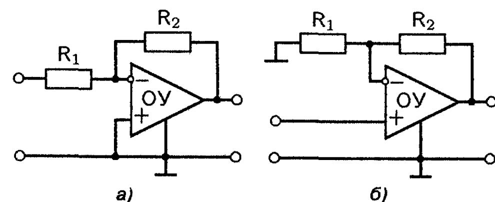



**Рис. 11.15.** Включение операционных усилителей по инвертирующей (*а*) и неинвертирующей (*б*) схемам

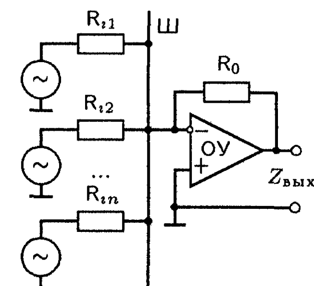



**Рис. 11.16.** Включение операционного усилителя в схему смесителя

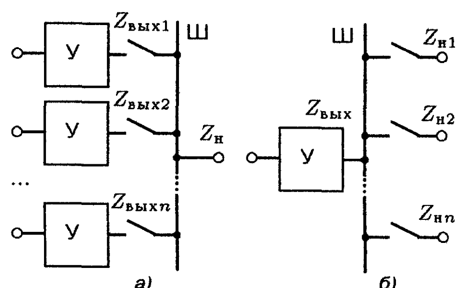



**Рис. 11.17.** Включение нескольких источников на общую нагрузку (*а*) и одного источника на несколько нагрузок (*б*)

подключения к основному тракту контрольных устройств и разветвления цепей. Для исключения проникания сигналов из внешних цепей разделительные усилители должны обладать большим затуханием от выхода ко входу.

Линейно-разделительные усилители выполняют функции линейного и разделительного усилителей при подключении к выходу пульта звукорежиссера нескольких цепей (линий). Как правило, они имеют симметричные вход и выход.

Основой всех маломощных усилителей тракта ЗВ являются ОУ, включенные по инвертирующей (рис. 11.15,*а*) и неинвертирующей (рис. 11.15,*б*) схемам. При включенном питании прохождение сигнала с выхода на вход усилителя практически исключено. Но при выключении питания выходное сопротивление усилителя, которое до этого было близко к нулю, становится большим, и затухание сигнала от выхода ко входу определяется соотношением сопротивления обратной связи $R_2$ и выходного сопротивления предыдущего звена.

Смешивание сигналов при помощи ОУ осуществляется по схеме, приведенной на рис. 11.16, в которой $R_0 = R_{i1} = R_{i2} = ... = R_{in}$. Для каждого из $N$ входов смесителя коэффициент передачи по напряжению $K_i = R_0/R_i = 1$.

В структуре вещательных устройств, в частности пульта звукорежиссера, встречаются два характерных варианта соединения цепей (рис 11.17,*а*,*б*). Изменение числа коммутируемых цепей приводит к изменению уровня сигнала в точке коммутации. Во избежание этого в первом случае необходимо, чтобы выходные сопротивления источников сигналов были велики по сравнению с сопротивлением нагрузки, во втором случае, наоборот, чтобы выходное сопротивление усилителя У было мало по сравнению с сопротивлениями нагрузок.



## 11.7. Автоматические регуляторы уровня

Автоматические регуляторы уровня (АРУ) — четырехполюсники, коэффициент передачи которых изменяется по заданному закону в зависимости от значения уровня сигнала. Иногда строят АРУ, реагирующие и на другие параметры сигнала, например на его спектр, крутизну нарастания и убывания огибающей, на скважность сигнала. Названные устройства предназначены для решения различных творческих и технических задач. При помощи АРУ: регулируют динамический диапазон сигналов; поддерживают в заданных пределах пиковые или средние значения уровней; ограничивают усиление тракта при уменьшении входного уровня ниже установленного минимума; улучшают разборчивость речи; уменьшают различия громкости речи и музыки; защищают оборудование трактов ЗВ от последствий превышения номинального входного уровня (перевозбуждения) или перегрузки мощных усилителей проводного вещания и модуляторов передатчиков; уменьшают влияние шумов в каналах и трактах ЗВ.

Динамический диапазон ЗС автоматически сжимают для того, чтобы подчеркнуть, выделить звучание голоса солиста или солирующего инструмента над оркестровым сопровождением, улучшить разборчивость речи при звукоусилении или передаче по трактам со сравнительно большими помехами, например по МКЗВ, или радиовещании в диапазоне ДКМВ. Уменьшение динамического диапазона ЗС приводит к возрастанию его средней мощности и, как следствие, среднего коэффициента модуляции передатчика, что увеличивает эффективность действия последнего. По расчетам А.А. Пирогова сжатие динамического диапазона в 2 раза эквивалентно увеличению мощности передатчика с амплитудной модуляцией при передаче симфонической музыки в 1,5 раза, эстрадной музыки — в 2,6 раза, речи — примерно в 3 раза.

Сжатие динамического диапазона сигналов на входе МКЗВ, с одной стороны, уменьшает влияние шумов и помех, а с другой стороны, возникающее возрастание средней мощности ЗС приводит к увеличению загрузки групповых усилителей систем междугородной связи с ЧРК. При этом из-за нелинейных переходов возрастают помехи в других частотных каналах.

Автоматическое регулирование коэффициента передачи уменьшает перепады уровня громкости при переходе от речи к музыке и наоборот, что важно при слушании вещательных программ в домашних условиях. Автоматическое нивелирование (выравнивание) среднего уровня громкости речи применяют в системах звукоусиления для уменьшения изменений громкости голоса оратора отклоняющегося или отворачивающегося от микрофона при выступлении.

Автоматическое ограничение пиковых (максимальных) уровней на входе усилительных устройств предотвращает возрастание нелинейных искажений сверх допустимой величины и возможные аварии, например из-за пробоя изоляции конденсаторов или межвитковых пробоев в трансформаторах. Автоматические устройства срабатывают также при перегрузке, т.е. при резком уменьшении сопротивления нагрузки, ограничивают в этом случае мощность или ток и тем защищают выходной каскад оконечных усилителей или модуляторов передатчиков от аварий.

В зависимости от реализуемого закона регулирования уровней различают сжиматели и расширители динамического диапазона, ограничители максимальных и минимальных уровней (последние называют еще пороговыми ограничителями или шумоподавителями).

По форме представления регулируемого сигнала и управляющего напряжения различают аналоговые, аналоговые с цифровым управлением и полностью цифровые АРУ. В зависимости от длительности процесса регулирования АРУ разделяют на безынерционные и инерционные.

Аналоговые безынерционные устройства в ЗВ почти не применяются, так как им свойственны большие нелинейные искажения.

Безынерционные ограничители (пикосрезатели) иногда включают на выходе инерционных ограничителей максимальных уровней для устранения возможных пиков, которые могут создать помехи прохождению других сигналов в многоканальных системах связи.

Особым видом АРУ являются речевые сжиматели. Они встраиваются в дикторские пульты и предназначаются для выравнивания громкости и устранения дефектов голосов дикторов. К сожалению, их действие приводит иногда к неприятному результату — подчеркнутому «астматическому» дыханию. Для устранения этого недостатка речевые сжиматели дополняют ограничителями минимальных уровней, но их порог срабатывания нуждается в кропотливом регулировании. В последние годы появился новый класс таких устройств называемых обычно микрофонными процессорами.

Обобщенная структурная схема АРУ изображена на рис. 11.18. Она содержит регулируемое звено РЗ и управляющее звено УЗ. Регулируемое звено — усилитель с переменным коэффициентом усиления или делитель напряжения (потенциометр) с переменным коэффициентом передачи (рис. 11.19,*а*). Переменным сопротивлением делителя служит динамическое внутреннее сопротивление полупроводникового диода (рис. 11.19,*б,в*) или сопротивление сток-исток полевого транзистора (рис. 11.19,*г*). Используют также оптрон, т.е. пару светодиод-фоторезистор (рис 11.19,*д*). Световой поток светодиода изменяется под действием выпрямленного напряжения сигнала. Удобство последнего варианта

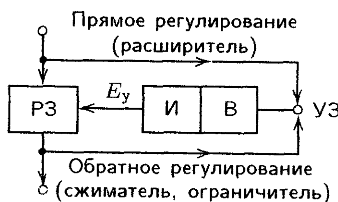



**Рис. 11.18.** Обобщенная схема АРУ



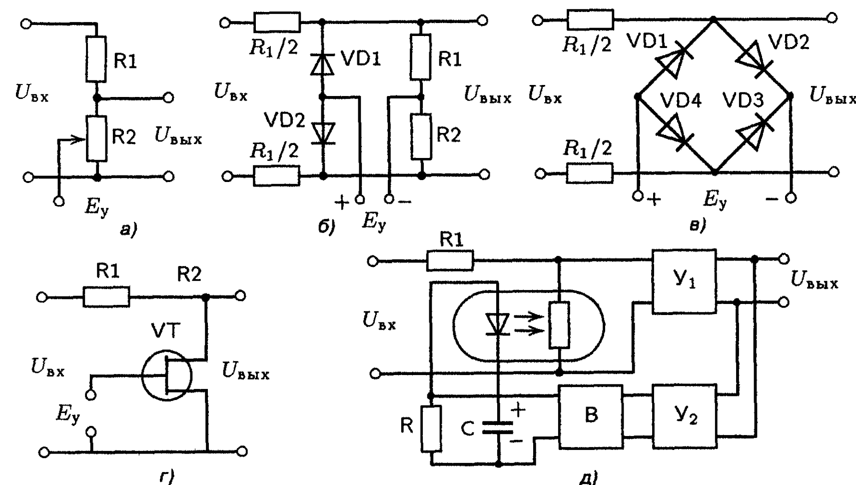



**Рис. 11.19.** Эквивалентная схема регулируемого звена (*а*); схемы регулируемого звена на светодиодах (*б, в*), полевом транзисторе (*г*), паре светодиод-фоторезистор (*д*)

заключается в том, что РЗ и УЗ полностью разделены по постоянному току. Это упрощает схемные решения.

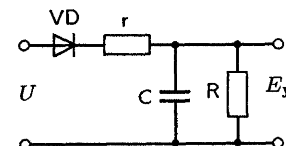



**Рис. 11.20.** Эквивалентная схема управляющего звена

В УЗ входят двухполупериодный выпрямитель, детектор В и зарядно-разрядная (интегрирующая) цепь И. Эквивалентная схема УЗ изображена на рис. 11.20. Здесь r — сопротивление цепи заряда, С — заряжаемая (накопительная) емкость, R — сопротивление цепи разряда. Параметры цепи: постоянная времени цепи заряда $\tau_з = rC$ и разряда $\tau_р = RC$ — определяют длительность процессов регулирования.

В более сложных АРУ в УЗ входят линейные и нелинейные преобразователи и вычислительное (микропроцессорное) устройство, анализирующее свойства сигнала и изменяющее закон управления, схема управляющего звена. В качестве аргумента функции управления кроме напряжения могут служить частота, скорость изменения уровня сигнала, скважность сигналов.

Однополярное управляющее напряжение $E_у$ получается в результате выпрямления напряжения звукового сигнала и сглаживания получающихся при этом пульсаций. Напряжение звукового сигнала на вход УЗ поступает со входа или выхода РЗ. Управление соответственно называют прямым или обратным. В устройствах с обратным управлением результат управления сказывается на формировании $E_у$ Устройства с обратным управлением (регулировкой) имеют то преимущество, что процесс регулирования в них совершается быстрее, характеристики АРУ бо-

лее стабильны, требования к разбросу параметров регулируемого звена менее жесткие Но обратное управление в некоторых случаях оказывается нежелательным Ограничителю максимальных уровней с обратным управлением свойственно нарастание выходного напряжения даже на участке ограничения, что ухудшает защиту последующих устройств. Действие расширителя, собранного по схеме с обратным управлением, неустойчиво: увеличение коэффициента передачи при росте входного напряжения и соответствующее возрастание выходного напряжения приводят к лавинообразному увеличению коэффициента передачи. Чтобы избежать этого, амплитудную характеристику расширителя сохраняют лишь до некоторого предела, после которого устройство действует как обычный усилитель с постоянным коэффициентом передачи. Обычно прямое управление используют в расширителе, а обратное — в ограничителе и сжимателе

Иногда осуществляют смешанное управление (регулировку), используя и входное, и выходное напряжения. В АРУ со смешанным управлением объединяются достоинства прямого и обратного управлений, если обе управляющие цепи действуют одновременно При неодновременном действии звеньев прямого и обратного управлений реализуются разные регулировочные характеристики: например, при небольших входных напряжениях формируется характеристика расширителя или шумоподавителя, при больших — сжимателя, а после превышения номинального уровня — ограничителя максимальных уровней.

В качестве регулируемой величины чаще всего выбирают один из параметров сигнала (напряжение, уровень), иногда громкость, ток или мощность. Наиболее распространены АРУ, регулирующие напряжение (или уровень) сигнала

Особой группой являются адаптивные АРУ В них режим управления, амплитудная характеристика, временны́е параметры, степень сжатия или расширения динамического диапазона сигнала автоматически изменяются в зависимости от свойств сигнала и условий действия АРУ Для этого вводят блок адаптации, который анализирует свойства сигнала и изменяет структуру и параметры АРУ Чаще всего режим действия изменяется при смене речи музыкой и наоборот Иногда учитываются изменения спектра, среднего уровня, соотношение между средним и пиковым уровнями В адаптивных АРУ стремятся реализовать преимущества устройств ручного и автоматического регулирования и исключить их недостатки Это обеспечит наивыгоднейшее значение обобщенного критерия качества в том случае, когда входящие в него частные критерии качества заданы определенным образом, т е могут быть представлены в математической форме

Управляющее звено получает сведения о параметрах сигнала от различных анализаторов Корреляционные анализаторы вырабатывают сведения о корреляционных свойствах входного сигнала, что необходимо для управления длительностью процесса регулирования Анализатор средних значений уровня необходим для поддержания среднего уровня громкости. Анализатор спектра сравнивает спектры сигнала до и после регулирования с целью введения частотной коррекции. Число и типы анализаторов изменяются в зависимости от требований, предъявляемых к регулируемому звену, и от уровня знаний о вещательном ЗС. Следует однако заметить, что полностью оптимизировать действие адаптивных АРУ не удается, так как строго математического описания критерия их оптимальности пока не существует.

Своеобразным видом АРУ являются устройства без УЗ. В них коэффициент передачи РЗ изменяется непосредственно под действием сигнала. Таковы, например, АРУ с мостовой или потенциометрической схемой на терморезисторах. Их сопротивление меняется под воздействием тока сигнала. В результате изменяется коэффициент передачи регулируемого звена.



## 11.8. Статические и динамические характеристики и параметры автоматических регуляторов уровня

Помимо обычных для любых устройств связи и ЗВ параметров — частотного диапазона, неравномерности АЧХ, коэффициента гармоник, отношения С/П (или защищенности от помех) — свойства АРУ определяются специфическими характеристиками и параметрами — статическими для установившегося режима и динамическими для переходного

В статическом режиме свойства АРУ определяются амплитудными и регулировочными характеристиками (рис. 11.21) Первые показывают зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного напряжения (для несинусоидальных напряжений — связь огибающих сигнала на выходе и входе), вторые — зависимость коэффициента передачи K от амплитуды входного напряжения (для несинусоидальных напряжений — от значения огибающей входного напряжения)

Следует отметить, что амплитудные и регулировочные характеристики расширителя D и ограничителя минимальных уровней (шумоподавителя) схожи. Их коэффициенты передачи в паузах и при небольших входных напряжениях сигнала малы Это и обеспечивает эффект шумоподавления в паузах Показанная для сравнения идеализированная амплитудная характеристика усилителя имеет вид наклонной прямой, а характеристика коэффициента передачи горизонтальна, поскольку значение последнего не зависит от входного напряжения

К статическим параметрам относятся коэффициент сжатия (расширения) динамического диапазона ЗС $\gamma$ для сжимателя и расширителя, диапазон ограничения $Q$ и диапазон сжатия р ЗС для ограничителя максимальных уровней К динамическим характеристикам и параметрам АРУ относятся переходная характеристика, время установления $t_{у}$ и время восстановления $t_{в}$

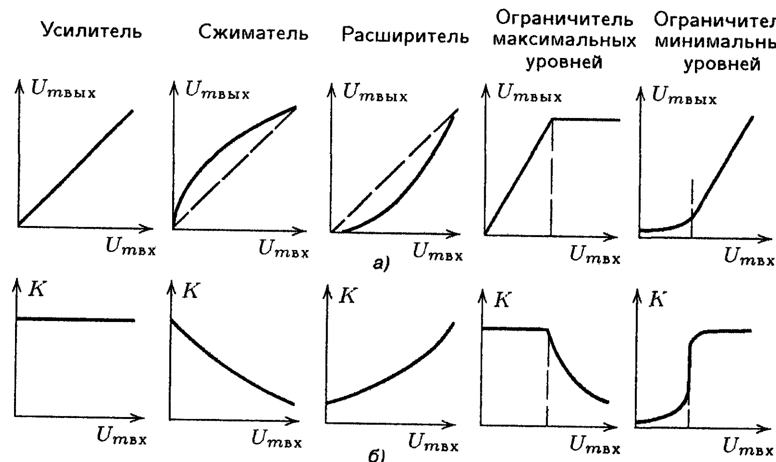



**Рис. 11.21.** Амплитудные (*а*) и регулировочные (*б*) характеристики АРУ

В общем виде коэффициент сжатия (расширения) $\gamma = du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}}$ или, выражая изменения амплитуды сигнала в логарифмической форме через уровни, $\gamma = N_{\text{вых}}/N_{\text{вх}}$. Положим, что амплитудные характеристики сжимателя и расширителя аппроксимируются показательными функциями, что близко к действительности:

$$U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}^{\gamma},$$

где $k$ — коэффициент пропорциональности; $\gamma$ — коэффициент сжатия (расширения) $D$, который показывает, во сколько раз АРУ изменяет $D$ сигнала при регулировании. Чтобы доказать это, запишем приведенное выражение дважды — для максимальных и минимальных напряжений сигнала, разделим первое на второе и прологарифмируем левую и правую части полученного равенства:

$$U_{m\,\text{вых}\max} = kU_{m\,\text{вх}\max}^{\gamma}; \quad U_{m\,\text{вых}\min} = kU_{m\,\text{вх}\min}^{\gamma};$$

$$\frac{U_{m\,\text{вых}\max}}{U_{m\,\text{вых}\min}} = \left(\frac{U_{m\,\text{вх}\max}}{U_{m\,\text{вх}\min}}\right)^{\gamma}; \quad \log\frac{U_{m\,\text{вых}\max}}{U_{m\,\text{вых}\min}} = \gamma\log\frac{U_{m\,\text{вх}\max}}{U_{m\,\text{вх}\min}}.$$

Выражение, стоящее слева от знака равенства, представляет собой величину $D$ сигнала на выходе АРУ, а справа — то же, но для сигнала на входе АРУ Итак,

$$D_{\text{вых}} = \gamma D_{\text{вх}}.$$

Для сжимателя $\gamma < 1$, для расширителя $\gamma > 1$. Например, в МКЗВ для уменьшения влияния помех применяют систему «сжиматель-расширитель» (компандерную систему), в которой используют АРУ с сопряженными (комплементарными) амплитудными характеристиками $\gamma_{\text{сж}} = 0{,}5$; $\gamma_{\text{расш}} = 2$; $\gamma_{\text{сж}}\gamma_{\text{расш}} = 1$, и динамический диапазон на



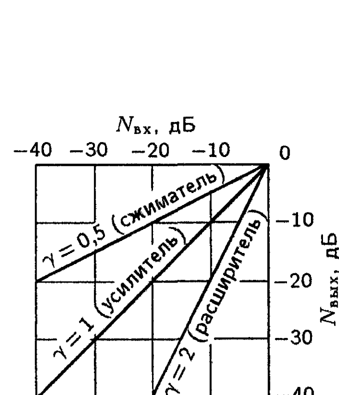



**Рис. 11.22.** Амплитудные характеристики сжимателя, усилителя и расширителя в логарифмическом масштабе

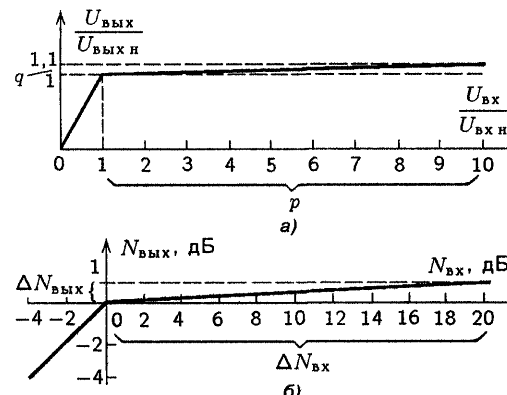



**Рис. 11.23.** Амплитудные характеристики ограничителя максимальных уровней в линейном (*а*) и логарифмическом (*б*) масштабах

выходе системы равен входному. Для усилителя $\gamma = 1$. При равенстве выходного и входного номинальных напряжений зависимость $u_{m\text{вых}} = kU_{m\text{вх}}^{\gamma}$, представленная в логарифмическом масштабе, выражается прямыми линиями (рис. 11.22) $N_{\text{вых}} = \gamma N_{\text{вх}}$, крутизна которых увеличивается с ростом $\gamma$.

Амплитудная характеристика ограничителя в режиме усиления подобна амплитудной характеристике усилителя, а в режиме ограничения идеализированно записывается как $U_{m\text{вых}} = U_{m\text{вых н}} = \text{const}$. Соответственно в режиме усиления $K = \text{const}$, а в режиме ограничения $K = U_{m\text{вых н}}/U_{m\text{вх}}$, т.е. изменяется по гиперболическому закону. Фактически в ограничителе из-за обратного управления происходит некоторое нарастание выходного напряжения уровня и на участке ограничения. Эффективность действия ограничителя характеризуется значением относительного возрастания выходного сигнала сверх номинального $q = U_{m\text{вых}\max}/U_{m\text{вых н}}$ при заданном относительном увеличении входного сигнала сверх номинального $p = U_{m\text{вх}\max}/U_{m\text{вх н}}$ (рис. 11.23,*а*) или соответствующими приращениями уровней $\Delta N_{\text{вых}}$ и $\Delta N_{\text{вх}}$ (рис 11.23,*б*). Для вещательных ограничителей максимальных уровней типичные значения диапазона ограничения и диапазона сжатия или приращений уровня следующие:

$$q = 1{,}1\ldots1{,}12 \quad (\Delta N_{\text{вых}} = 0{,}8\ldots1{,}0 \text{ дБ});$$
$$p = 10\ldots20 \quad (\Delta N_{\text{вх}} = 20\ldots26 \text{ дБ}).$$

Подчеркнем, что изображенные на рис. 11.21 и 11.22 графики показывают связи между амплитудами выходных и входных напряжений, а нелинейные искажения автоматического регулятора уровня в установившемся режиме соизмеримы с нелинейными искажениями усилителя.

Автоматическое регулирование уровней сопровождается переходными процессами, обусловленными зарядом и разрядом конденсатора управляющего звена. Длительность процесса заряда при прямом управлении связана с параметрами цепи заряда (см. рис. 11.20) соотношением $t_з = k_1\tau_з = k_1 rC$. По мере приближения напряжения $U_С$ на конденсаторе к амплитуде входного напряжения $U_m$ скорость нарастания $U_С$ уменьшается. Поэтому коэффициент $k_1$, характеризующий длительность процесса заряда, нелинейно зависит от заряженности конденсатора $U_С/U_m$. При двухполупериодном выпрямлении и заряженности $U_С/U_m = 0{,}8$ значение $k_1 \approx 4$, при $U_С/U_m = 0{,}9$ уже $k_1 \approx 7$. Полученные значения $k_1$ носят оценочный характер, поскольку напряжение сигнала ЗВ изменяется не по синусоидальному закону, а более сложным образом. При обратном управлении время заряда получается меньше расчетного и существенно сокращается по мере увеличения входного напряжения. Объясняется это тем, что в момент появления на входе АРУ сигнала большого напряжения коэффициент передачи РЗ еще велик и на выходе действует сигнал значительной величины, от которого конденсатор заряжается быстрее. Длительность процесса разряда определяется временем разряда $T_р = k_2 RC = 3RC$. Коэффициент $k_2 = 3$, если считать за величину $T_р$ время, за которое напряжение на конденсаторе уменьшается в 20 раз, т.е. до 0,05 от первоначального значения. При спаде напряжения в 10 раз $k_2 = 2{,}3$.

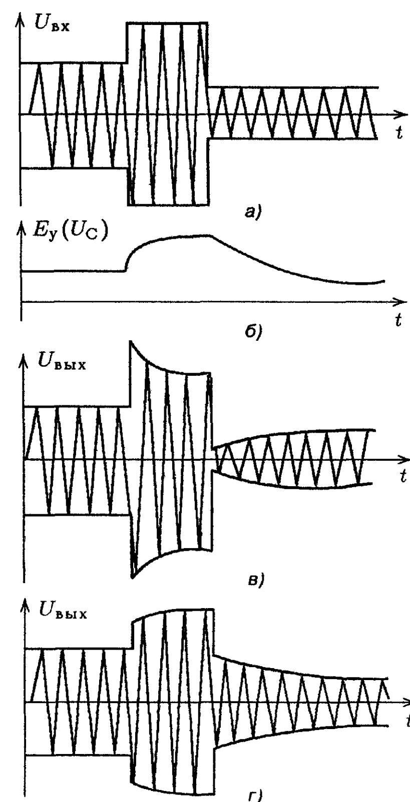



**Рис. 11.24.** Изменение огибающей на входе АРУ (а), на выходе сжимателя и ограничителя (в) и расширителя (г); изменение управляющего напряжения (б)

Постепенное нарастание и спад величины $E_у$ приводит к тому, что формы огибающих напряжения или изменения уровней на выходе и выходе АРУ различаются. Пусть, например, напряжение сигнала на входе АРУ возрастает скачком (рис. 11.24,а) Коэффициент передачи РЗ в первый момент времени еще останется неизменным и выходное напряжение возрастет во столько же раз, во сколько возросло входное напряжение, соответственно выходной уровень увеличится на столько же децибелов, на сколько



возрастет входной уровень. При этом выходное напряжение может превысить установленное номинальное значение. Лишь затем, по мере заряда конденсатора и увеличения $E_у$ начнется процесс регулирования, и коэффициент передачи сжимателя и ограничителя начнет уменьшаться (рис. 11.24,в). Скачкообразное уменьшение $U_{вх}$ ($N_{вх}$) также не вызовет мгновенного изменения коэффициента передачи РЗ. В сжимателе и ограничителе это приведет к тому, что малые напряжения сигнала, следующие непосредственно после больших, окажутся приуменьшенными и могут стать близкими к напряжению помех в последующей части тракта ЗВ.

Отклонения от заданного закона регулирования, обусловленные инерционностью управляющего звена расширителя (рис. 11.24,г), имеют характер, противоположный ранее рассмотренному (рис. 11.24,в). В этом случае особенно опасен переход от большого напряжения сигнала к паузе. Коэффициент передачи, установившийся при большом сигнале, будет некоторое время оставаться завышенным и в паузе. В результате будут подчеркнуты помехи, возникающие в части тракта, которая предшествует расширителю.

Динамические свойства АРУ отображает переходная характеристика, т.е. реакция АРУ на скачкообразное изменение огибающей входного напряжения. Из переходной характеристики находят время установления $t_у$ — интервал времени от начала переходного процесса до момента времени, когда напряжение на выходе АРУ будет отличаться от установившегося значения на 25 % или соответственно уровень сигнала на выходе АРУ будет отличаться от установившегося значения на 2 дБ. Предполагается, что на входе ограничителя произошел трехкратный скачок напряжения против порогового или скачок уровня на 10 дБ. За время восстановления $t_в$ принимают интервал между скачкообразным уменьшением напряжения на входе АРУ и моментом времени, когда напряжение на выходе АРУ будет отличаться от напряжения в установившемся режиме на 25 %, а уровень соответственно будет отличаться от установившегося значения на 2 дБ.

Зная параметры зарядно-разрядной RC-цепи, можно оценить значения $t_у$ и $t_в$. Для сжимателя

$$t_у = \tau_з[0{,}3 + \ln(D_1 - D_2)]; \quad t_в = \tau_р[0{,}3 + \ln(D_1 - D_2)],$$

для расширителя

$$t_у = \tau_з[0{,}3 + \ln(D_2 - D_1)]; \quad t_в = \tau_р[0{,}3 + \ln(D_2 - D_1)].$$

Значения динамических диапазонов сигнала на входе ($D_1$) и выходе ($D_2$) АРУ подставляют в эти формулы в децибелах

Вышеизложенное — первое приближение к пониманию переходных процессов, происходящих в АРУ. Для более точного рассмотрения необходимо учитывать процессы, сопровождающие возникновение и прекращение звуков. Уровни сигнала на входе АРУ не нарастают и не спадают скачком Процессы установления и спада интенсивности звука

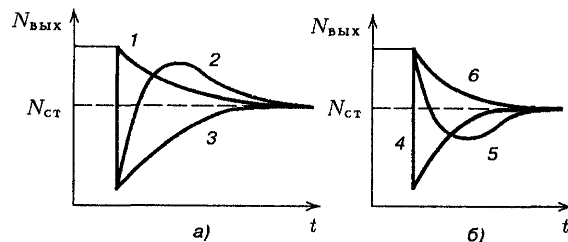



**Рис. 11.25.** Изменение уровня на выходе АРУ при различных соотношениях между временем установления источника звука и временем заряда конденсатора зарядно-разрядной (интегрирующей) цепи

обладают некоторой инерционностью. К этим процессам добавляется инерционность установления колебаний в воздушном пространстве помещения и постепенное ослабление этих колебаний вследствие явления реверберации. Для исключения пиков срабатывания («выбросов» уровня) необходимо, чтобы время установления $t_у$ было меньше длительности процесса установления колебаний в источниках звука $t_{ист}$, а время восстановления $t_в$ при спаде колебаний меньше длительности процесса реверберации $t_{рев}$ в помещении.

Рассмотрим эти процессы на примере действия ограничителя максимальных уровней.

Форма огибающей сигнала на выходе АРУ определяется соотношением времени установления источника звука $t_{ист}$ и временем заряда конденсатора $t_з$ (рис. 11.25,*а*). Кривая *1* соответствует уже рассмотренному ранее случаю — скачкообразному нарастанию входного уровня: кривая *2* — соотношению $t_{ист} > t_з$; кривая *3* — соотношению $t_{ист} < t_з$. Процессы спада уровня характеризуются кривыми на рис. 11.25,*б*. При скачкообразном спаде уровня и $t_{рев} = 0$ процесс пойдет по кривой *4*, при $T_р > t_{рев}$ — по кривой *5*, при $T_р < t_{рев}$ — по кривой *6*.

Здесь под временем заряда конденсатора $t_з$ понимают время, в течение которого напряжение на конденсаторе достигнет 0,8 стационарного значения, а под временем разряда $T_р$ — время, в течение которого напряжение на конденсаторе уменьшится до 0,05 от начального, стационарного значения. При двухполупериодном выпрямлении $t_з = 4\tau_з = 4rC$. Время разряда $T_р = 3\tau_р = 3RC$ Для сопоставления числовых значений $T_р$ и $t_{рев}$ (здесь под $t_{рев}$ понимают время, в течение которого звуковое давление уменьшается до 0,05 от первоначального значения) приведем следующие данные. Например, если время стандартной реверберации $T_р = 0{,}5$ с, то постоянная времени, соответствующая этому процессу, $\tau_{рев} = 70$ мс, а $t_{рев} = 3\tau_{рев} = 210$ мс. Поскольку для большинства звуков $t_{ист} > 5$ мс, а время реверберации студий редко бывает меньше 0,5 с, то в качестве ориентировочных значений следует признать $t_з \approx 1$ мс, а $T_р = 100...150$ мс. Нужно, однако, отметить, что при столь малом $T_р$ ухудшается фильтрация пульсации управляющего напряжения, особенно на нижних частотах, поэтому $T_р$ и связанное с ним $t_в$ выбирают больше.



Таблица 11.1

| Вид АРУ | $t_у$, мс | $t_в$, с |
|---|---|---|
| Ограничитель максимальных уровней | 0,3...1,0 | 1,0...1,5 |
| Сжиматель, речевой сигнал | 1,0...2,0 | 0,3 |
| Сжиматель, музыкальный сигнал | 1,0...2,0 | 0,1...2,0 |
| Сжиматели и расширители МКЗВ | 1,0...3,0 | 0,1...0,15 |
| Ограничитель минимальных уровней | 200...300 | 0,001...0,005 |

Динамические параметры АРУ в значительной мере устанавливаются на основе компромисса между различными противоречивыми требованиями и определяются практическими соображениями. Типичные значения параметров для ряда АРУ приведены в табл. 11.1.

Необычные динамические параметры ограничителя минимальных уровней (шумоподавителя) обусловлены тем, что он действует в паузах сигнала. При малом $t_у$ ограничитель будет «отсекать» процесс реверберации, укорачивать его, а при увеличении $t_в$ против указанных значений, будет медленно увеличиваться коэффициент передачи при возникновении очередного звука — слога речи или начала музыкальной фразы и они будут ослаблены.

## 11.9. Комбинированные и адаптивные автоматические регуляторы уровня

Рассмотренные ранее АРУ выполняют, как правило, одну операцию. Ограничитель поддерживает постоянным выходной уровень при превышении номинального входного, сжиматель монотонно уменьшает коэффициент передачи по мере увеличения входного уровня, а расширитель монотонно увеличивает коэффициент передачи по мере увеличения входного уровня, тем самым изменяют выходной D сигналов по сравнению со входным.

Комбинированные АРУ выполняют несколько операций регулирования. Их главное назначение — освободить звукорежиссера от выполнения чисто технических операций: поддержания постоянства квазипиковых или средних уровней, выравнивание уровней громкости речи и музыки и т.д. Тем самым внимание звукорежиссера в большей мере обращается на решение художественных задач.

К комбинированным АРУ относятся зарубежные аппараты компэкс (компрессор-экспандер), вокалстрессор (буквально — подчеркиватель, выделитель певческого голоса), отечественные аппараты, например АРИС, многочисленное семейство устройств «Норма».

Рассмотрим в качестве примера структуру и принципы действия комбинированного АРУ «Норма» (рис. 11.26). Он представляет собой сочетание автоматического стабилизатора среднего уровня АСТ, расширителя Расш, ограничителя максимальных уровней Огр, шумоподавителя-ограничителя минимальных уровней ШП и безынерционного пикосрезателя ПС.

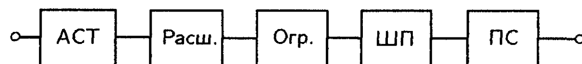



**Рис. 11.26.** Структура комбинированного АРУ «Норма»

Одной из задач АРУ «Норма» является защита последующих звеньев канала ЗВ от уровней, превышающих номинальное значение. Эта задача решается ограничителем максимальных уровней. Кратковременные пики, которые могут возникать при срабатывании ограничителя, устраняются безынерционным ПС. Обеспечить чисто «сторожевой» режим действия ограничителя трудно из-за погрешностей в регулировании уровней, допускаемых звукорежиссером (звукооператором). Для поддержания номинального уровня перед ограничителем включен АСТ. Принцип действия АСТ и ограничителя одинаков. Отличие состоит лишь в том, что номинальный выходной уровень АСТ устанавливают примерно на 5 дБ ниже номинального уровня ограничителя (рис. 11.27). Действие АСТ приводит к выравниванию громкостей отдельных частей программы.

В состав АРУ «Норма» входит еще одно звено, условно названное расширителем. Оно увеличивает уровни слабых сигналов (область $ab$ на рис 11.27). Вид амплитудной характеристики на этом участке характерен именно для расширителя. Однако в отсутствии сигнала могут стать заметными помехи, возникающие в той части тракта, которая предшествует входу АРУ «Норма». Для их ослабления в структуру АРУ введен ШП. Место его включения необычно — на выходе АРУ. Такое включение обеспечивает стабильность его порога срабатывания.

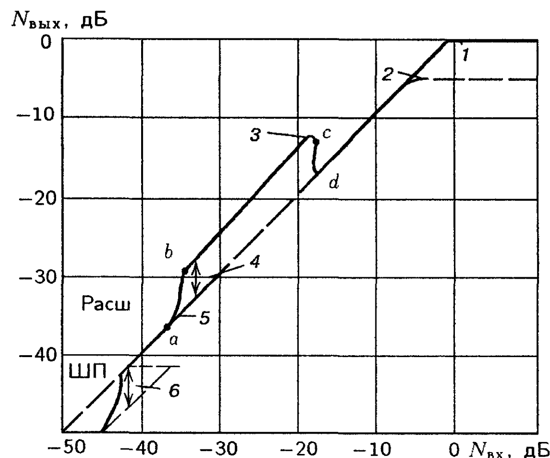



**Рис. 11.27.** Амплитудная характериситика АРУ «Норма» *1* — порог срабатывания ограничителя, *2* -порог срабатывания автостабилизатора, *3* — порог выключения расширителя, *4* — величина подъема уровня *5* — порог срабатывания расширителя, *6* — участок шумоподавления



Таблица 11.2

| Звено | $t_у$, с | $t_в$, с | Порог срабатывания, дБ |
|---|---|---|---|
| Автостабилизатор уровня: | | | |
| речь | 0,25...0,5 | 7,5...15 | −5...−20 |
| музыка | 0,5...1,0 | 15...30 | |
| Расширитель | 1...3 | 2...5 | −33...−38 |
| Ограничитель | 0,001 | 0,5...2 | 0 |
| Шумоподавитель | 2 | 0,002 | −42...−44 |

В зависимости от назначения и области применения динамические параметры АРУ «Норма», а также пороги срабатывания его звеньев изменяются в широких пределах (табл. 11.2).

Автостабилизатор уровня имеет два диапазона регулирования времени установления и времени восстановления: первый — для речевых, второй — для музыкальных сигналов. Пороги срабатывания указаны относительно номинального уровня 0 дБ. Порог выключения расширителя, как видно из рис. 11.27, обычно устанавливают на уровне −18 дБ от номинального, а значение подъема уровней расширителем регулируется в пределах 0...12 дБ. Может показаться, что на участке прекращения действия расширителя $cd$ происходит резкий спад выходного уровня при незначительном возрастании входного. На самом деле этот спад благодаря большому $t_в$ происходит медленно за 6...7 с и потому незаметен на слух.

Введению в действие такого сложного устройства, каким является АРУ «Норма», должен предшествовать тщательный подбор его динамических параметров и порогов срабатывания. Их значения зависят от области применения АРУ и характера звучания — запись, вещание, музыка, художественное чтение, дикторская речь, воспроизведение старых фонограмм, отличающихся повышенным уровнем помех.

Семейство АРУ «Норма» содержит несколько модификаций: «Норма ВМ» (вещательная моно), «Норма-стерео», «Норма ВТ» (вещательная и телевизионная), «Норма Р» (речевая), «Норма СМ» (стерео для местных радиодомов), «Норма Ц» (цифровая), отличающихся структурой и параметрами.

Из зарубежных комбинированных АРУ заслуживает упоминания аппарат «Компэкс-2» фирмы «Аудиодизайн» (Великобритания), содержащий сжиматель, расширитель и ограничитель При малых входных уровнях в нем как шумоподавитель действует расширитель (у расширителя в паузах коэффициент передачи минимален), при средних—сжиматель, а при уровнях, превышающих номинальный, — ограничитель максимальных уровней На участке ограничения выходной уровень увеличивается не более чем на 1 дБ по сравнению с номинальным при возрастании входного уровня на 20 дБ Время установления сжимателя изменяется ступенями от 0,25 до 25 мс, т.е в 100 раз Время восстановления автоматически изменяется в пределах 0,25 3,2 с в зависимости от динамического диапазона и скорости изменения уровня входного сигна-

ла. Время установления расширителя имеет три номинала: 0,02, 2 и 40 мс, время восстановления расширителя и ограничителя изменяется в тех же пределах, что и у сжимателя.

Более совершенными, но и более сложными являются адаптивные АРУ. Они, как и комбинированные, решают несколько задач, причем действие тех или иных звеньев и динамические параметры регуляторов устанавливаются автоматически в зависимости от определяемых свойств сигналов ЗВ. Образно говоря, адаптивные АРУ являются «мыслящими автоматами», анализирующими параметры сигналов ЗВ в пределах логической программы, заложенной в АРУ человеком. Адаптивные АРУ на основе действия анализаторов различных свойств сигналов как бы приспосабливаются к тому, чтобы наилучшим образом действовать при изменении интенсивностных, спектральных и временны́х характеристик сигнала, разумеется в пределах уже понятных и известных нам закономерностей. Известны адаптивные АРУ, действие которых меняется при смене речи музыкой, изменении спектра, среднего уровня, соотношения между средним и квазипиковыми уровнями.

От адаптивных отличают оптимальные АРУ, в которых регулирование осуществляется согласно принятому критерию качества. Однако понятие оптимальности несколько размыто, поскольку до сих пор не удается дать строгого математического описания критерия оптимальности.

## 11.10. Искажения, вносимые автоматическими регуляторами уровня

Действию АРУ присущи специфические явления, ухудшающие качество звучания, они проявляются в виде частотных и нелинейных искажений и помех. Сжатие D сигналов, являющееся задачей сжимателей, а иногда и ограничителей максимальных уровней, приводит к сближению уровней спектральных составляющих сигнала на средних и краевых частотах, т.е. к частотным искажениям. Чтобы сохранить неискаженным энергетический спектр сигнала, в управляющее звено включают корректирующие элементы.

Нелинейные искажения вызываются несколькими причинами.

а) нелинейностью вольтамперных характеристик элементов РЗ;

б) наложением пульсации управляющего напряжения двойной частоты сигнала на регулируемый сигнал;

в) переходными процессами, вызванными изменениями управляющего напряжения из-за нестационарного режима действия АРУ.

Влияние первой причины сводят к приемлемому минимуму, уменьшая напряжение на входе РЗ и применяя двухтактную схему. Труднее устранить влияние второй причины Вещательные устройства, в том числе и АРУ, являются широкополосными Отношение крайних частот их полосы пропускания достигает трех порядков (20000/20 = =1000; 15000/40 = 375). Условия, оптимальные для сглаживания пульсации управляющего напряжения на верхних частотах, совершенно неудовлетворительны для сглаживания пульсации нижних частот и наоборот. При рекомендованном времени восстановления низкочастотные пульсации оказываются значительными. Для их уменьшения приходится усложнять схему АРУ — вводить два УЗ с различными динамическими параметрами.



Длительность искажений, вызванных нестационарным режимом работы АРУ, в большинстве случаев не превосходит временного адаптационного порога восприятия слухом нелинейных искажений (около 10 мс), поэтому практически ими можно пренебречь.

При анализе действия АРУ необходимо рассмотреть три вида помех: помехи предшествующей АРУ части звукового тракта; пики срабатывания («щелчки»); помеха, возникающая в результате модуляции помех тракта полезным сигналом.

По принципу действия сжимателя (или ограничителя максимальных уровней) коэффициент передачи в паузе сигнала максимален. В результате уровень помехи, поступившей на вход этих АРУ, будет увеличен. Чтобы исключить этот неприятный эффект, перед сжимателем иногда включают ограничитель минимальных уровней (пороговый шумоподавитель).

Пики срабатывания — специфический вид аддитивной помехи, возникающий при быстром нарастании сигнала на входе ограничителя максимальных уровней. Быстрое изменение $E_у$ вызывает расширение его спектра. Возникающий переходный процесс в фильтрах источника питания воспринимается слушателем как щелчок или «стук». Это явление устраняется двухтактным построением регулируемого звена АРУ и его симметрированием подбором нелинейных элементов с совпадающими вольтамперными характеристиками. Но эта операция не всегда выполняется. Уровень помех при срабатывании АРУ не должен превышать −25 дБ по отношению к номинальному уровню сигнала.

В процессе регулирования возникает эффект модуляции помехи полезным сигналом. Суть его сводится к тому, что при изменении уровня сигнала одновременно изменяется и уровень помехи, поступающей на вход АРУ. Если спектры сигнала и помехи занимают примерно одинаковую область частот, то эта паразитная модуляция обычно не замечается слушателем. Если спектры сигнала и помехи не совпадают, то помеха не маскируется сигналом и эффект изменения уровня помехи в соответствии с изменениями сигнала становится заметным Например, удар в тарелки, создающий всплеск уровня в области верхних частот, не замаскирует фона низкой частоты (100 Гц), а звук большого барабана или низкочастотной трубы духового органа не скроет помехи в области верхних частот в виде шипения. Но удар в тарелки вызовет слышимую модуляцию низкочастотной помехи, а звуки барабана или духового органа — колебания уровня громкости высокочастотного шипения Бороться с такого рода явлениями в широкополосных АРУ невозможно.

Особые искажения возникают при совместном действии сжимателя и расширителя в системах шумоподавлений МКЗВ или трактов записи-воспроизведения звука из-за наличия амплитудно- и фазочастотных искажений в этих трактах, а также из-за различия динамических параметров сжимателя и расширителя и нарушения условия $\gamma_{сж}\gamma_{расш} = 1$. Расхождение динамических параметров искажает фронты и спады сигнала, что изменяет тембр.

Сжатие динамического диапазона изменяет законы распределения мгновенных значений выходного сигнала по отношению к входному. Это приводит к увеличению средней мощности сигнала. Оно в принципе полезно, так как при этом увеличивается средний коэффициент модуляции радиовещательных передатчиков, увеличивается эффективность действия оконечных усилителей проводного вещания. Однако при этом растет загрузка МКЗВ, что приводит к увеличению помех на другие каналы междугородной связи.

## 11.11. Системы и устройства шумоподавления

Качество звучания в звуковом вещании, звукозаписи, системах звукоусиления и связи ухудшают различные мешающие воздействия, именуемые помехами. По происхождению помехи разделяют на акустические и электрические. Электрические помехи в свою очередь подразделяют на космические, атмосферные, промышленные (индустриальные), внутренние. Помехи классифицируют также по слуховому воздействию, спектру, длительности, диапазону частот. Различают сосредоточенную помеху с линейчатым спектром (например, фон переменного тока с частотами 50, 100, 150, 300 Гц), воспринимаемую как «гудение», помеху с широким непрерывным спектром, вызываемую чаще всего термическим (тепловым) движением носителей зарядов (например, электронов) и проявляющуюся как шум, импульсную помеху с широким спектром, но кратковременным воздействием и воспринимаемую как щелчки и потрескивания. В особую группу выделяют внятные переходные помехи, образующиеся при паразитных связях между цепями, по которым передаются речевые или музыкальные сигналы.

Причинами появления помех являются:

1) недостаточная звукоизоляция помещений, откуда идет или где воспроизводится звуковая информация;

2) пульсации выпрямленного тока в источниках питания, электрические и магнитные «наводки» от цепей переменного тока;

3) хаотическое движение (флуктуации) электронов или других заряженных частиц в проводниках, резисторах, электронных приборах (транзисторах, лампах и т д ),

4) посторонние электрические и магнитные поля, создаваемые трансформаторами, электродвигателями, цепями переменного тока, соседними цепями в многопарных кабелях,



5) специфические недостатки носителей записи, обусловленные неоднородностью магнитной и киноленты, грампластинки, а также копирэффект и модуляционный шум;

6) посторонние источники в радиодиапазонах (другие радиостанции, атмосферные электрические разряды, промышленная, медицинская, бытовая электроаппаратура).

Существует задача снижения уровня помех до такого значения, при котором они незаметны или мало заметны на слух даже в тихих местах звучания и в паузах. Часть помех снижают до приемлемого значения в местах их возникновения техническими мерами: улучшением звукоизоляции, применением малошумящих электронных приборов и элементов, улучшением сглаживающих фильтров, электростатическим и электромагнитным экранированием, применением носителей записи с более тонкой структурой, защитой искрящих приборов и устройств, использованием мер электромагнитной совместимости, увеличением избирательности радиоприемных устройств.

Задача улучшения отношения сигнал/помеха всегда была в центре внимания разработчиков аппаратуры ЗВ. Значение этой задачи в последнее время возросло ввиду обострения конкурентной борьбы между фирмами, производящими цифровые и аналоговые устройства, и особенно в связи с развитием систем и устройств многоканальной стереофонической магнитной, оптической и механической записи и воспроизведения звука. Уменьшение ширины зазора магнитной головки, оптического штриха, радиуса конца иглы звукоснимателя повлекло за собой уменьшение интенсивности считываемого сигнала и одновременно относительное возрастание уровня помех ввиду ухудшения усреднения неоднородностей фонограммы при меньшей площади читающего штриха.

В настоящем разделе рассматриваются меры по борьбе с помехами, уже проникшими в тракты ЗВ или возникающими в них. Для этой цели служат устройства и системы шумоподавления.

По признаку воздействия на частотную или амплитудную характеристику устройства и системы условно разделяют на две группы. Системы ШП, относящиеся к первой группе, основаны на изменении формы АЧХ тракта и соответственно на изменении спектра сигнала, а ко второй группе — на регулировании $D$ сигнала. Существуют и смешанные устройства, которые одновременно воздействуют и на амплитудную, и на амплитудно-частотную характеристику, т.е. одновременно регулируют уровни и спектр сигнала.

По признаку отсутствия или наличия регулирования различают системы статические и динамические. В первых воздействие на амплитудную или амплитудно-частотную характеристику неизменно во времени, во вторых оно зависит от интенсивности и спектра сигнала и помехи. Примером такой статической системы шумоподавления служит система частотных предыскажений Предыскажения, как средство уменьшения влияния помех, заключаются в том, что в тракт ЗВ, имеющий скоррек-

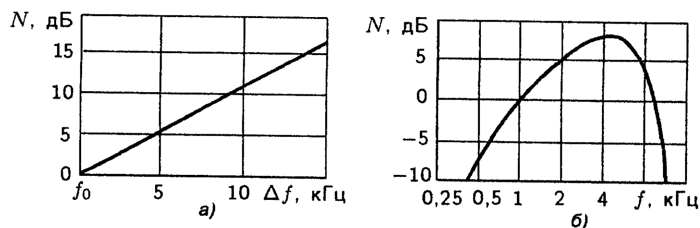



**Рис. 11.28.** Спектр флуктуационных помех на выходе ЧМ детектора (*а*) и структурных помех магнитной ленты (*б*)

тированную, горизонтальную АЧХ, вносят частотные искажения с целью такого изменения спектра сигнала на входе тракта, чтобы лучше противостоять помехам, воздействующим на тракт. Частотные предыскажения — это не средство исправления АЧХ канала или тракта ЗВ. Речь идет о сознательном внесении частотных искажений в тракт, который до этого обладал горизонтальной АЧХ, т.е. в нем отсутствовали частотные искажения. Это делается для повышения помехозащищенности ЗС в области высоких частот.

Возможность введения частотных предыскажений основывается на предпосылках, что огибающая спектра исходного сигнала не горизонтальна, а спадает к нижним и верхним частотам, и что формы огибающих спектров сигнала и помехи различны и не совпадают по частотам. Пусть огибающая спектра исходного сигнала имеет максимум в области средних частот, а к краям спектра спадает на 15...20 дБ, а спектр помехи смещен в область верхних частот. Такое соотношение сигнала и помехи имеет место, например, при детектировании ЧМ сигналов, когда уровень помехи нарастает по мере отклонения частоты от среднего значения, т.е. спектр помехи имеет «треугольную» форму (рис. 11.28,*а*). Спектр шумов магнитной ленты также имеет максимум в области верхних частот (рис. 11.28,*б*). Примерно такое же положение наблюдается при переходе помехи из одной пары кабеля в другую. Во всех этих случаях отношение С/П оказывается наименьшим в области верхних частот. Для улучшения отношения С/П в этой области частот на входе тракта, на который воздействует или в котором возникает помеха, включают предыскажающий контур (ПК), коэффициент передачи которого увеличивается с ростом частоты, а для исправления введенных частотных искажений на выходе тракта включают восстанавливающий контур (ВК), коэффициент передачи которого уменьшается с ростом частоты (рис. 11.29). Амплитудно-частотные характеристики системы ПК-ВК сопряжены, их суммарная АЧХ горизонтальна. После введения ПК уровни сигнала на верхних частотах не должны превышать уровни сигнала на средних частотах во избежание увеличения нелинейных искажений или перемодуляции передатчика. Исходя из свойств сигналов ЗВ, допустимый подъем коэффициента передачи ПК устанавливают обычно в пределах 14...20 дБ (5...10 раз).



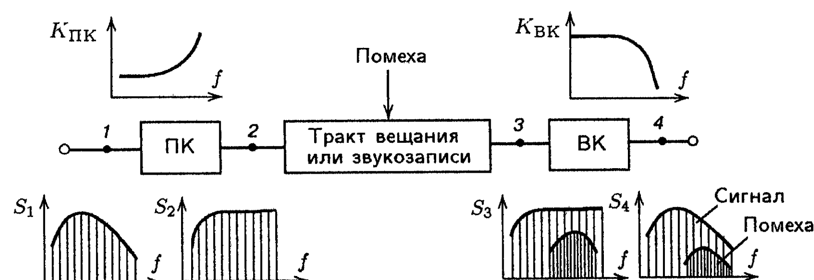



**Рис. 11.29.** Схема, поясняющая принцип действия системы частотных предыскажений ПК-ВК

Частотные предыскажения в области верхних частот широко применяются в механической и магнитной записи звука, в МКЗВ и соединительных линиях, в МВ-ЧМ радиовещании, в передатчиках ТПВ. Среднестатистический выигрыш, создаваемый частотными предыскажениями, составляет 4...5 дБ.

В процессе эксплуатации системы предыскажений неожиданным оказалось то, что в некоторых случаях ее использование явилось причиной возрастания нелинейных искажений, увеличения копирэффекта в аппаратах магнитной записи, в появлении при радиовещании в диапазоне МВ специфических, так называемых «*S-искажений*», проявляющихся на свистящих и шипящих звуках. Выяснилось, что известные графики распределения уровней в спектрах речевых и музыкальных сигналов являются лишь статистическим усреднением многих измерений. Мак-Найт, исследуя фонограммы натуральных звучаний музыкальных инструментов, показал, что эти уровни находятся в пределах очень широкого диапазона (рис. 11.30).

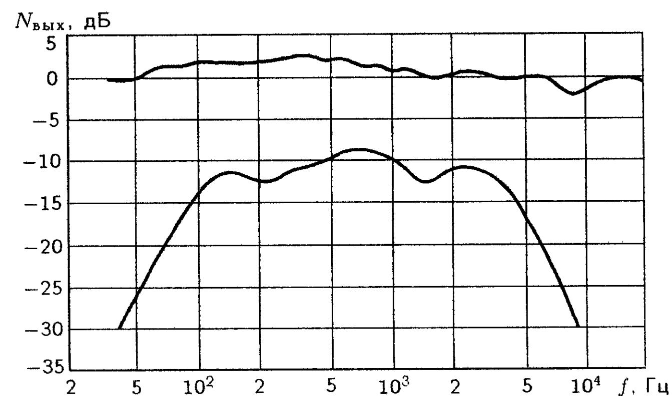



**Рис. 11.30.** Область спектрального распределения уровней музыкальных звучаний

Разброс уровней ЗС в области нижних и верхних частот достигает 30 дБ. Большие уровни на нижних и верхних частотах в классической музыке встречаются редко. Но они характерны для современных эстрадных ансамблей с мощной ритмической группой и электронными музыкальными инструментами.

Несмотря на отмеченный недостаток, предыскажения продолжают применять, но во избежание превышения номинального уровня прибегают к двум техническим приемам: контролируют уровни при помощи многополосного измерителя уровня, напоминающего по своему действию, анализатор спектра, и на этой основе корректируют спектр сигнала вручную, а на входе передатчика МВ-ЧМ включают устройство, анализирующее спектр и автоматически уменьшающее коэффициент передачи на верхних частотах при возникновении опасности перемодуляции (так называемые ограничители с переменным предыскажением). Наконец, просто рассчитывают на то, что кратковременно действующие искажения слабо замечаются нашим сознанием.

К статическим устройствам первой группы ШП можно отнести также контур для повышения разборчивости речи в условиях сильных помех, используемый в каналах РВ на удаленные страны. Частотная характеристика этого контура изображена на рис. 11.31. Ее подъем в области верхних частот увеличивает разборчивость речи, но не приводит к слышимым частотным искажениям, так как при дальнем радиоприеме используют приемники с довольно узкой кривой избирательности. Необходимость спада этой характеристики в области нижних частот станет понятной из нижеследующего.

Для увеличения средней мощности речевого сигнала с целью дальнейшего улучшения С/П после контура включают сжиматель (компрессор). При диапазоне сжатия 18 дБ и времени восстановления $t_{в} = 0{,}3$ с компрессора слоговая разборчивость повышается с 69 до 88 % при изменении отношения С/П с 5 до 15 дБ. Уменьшение $t_{в}$ до 0,3 с, необходимое для повышения уровня громкости, влечет за собой увеличение пульсации управляющего напряжения $E_{у}$ и возрастание коэффициента гармоник на нижних частотах. Для уменьшения этого недостатка вводят спад частотной характеристики (см. рис. 11.31) на нижних частотах. Это не ухудшает разборчивость речи.

Необходимо заметить, что действие АРУ может вызвать обратный эффект снижения разборчивости, поскольку при большом сжатии $D$ подчеркиваются помехи предыдущей части тракта (шум дыхания диктора), увеличивается уровень реверберационных продолжений каждого слога и звучание становится «бубнящим». Для уменьшения этого явления информационные передачи следует вести из студии с небольшим временем реверберации

Другой способ уменьшения влияния этого явления заключается во включении после сжимателя или ограничителя максимальных уровней ограничителя минимальных уровней (шумоподавителя), о чем уже упоминалось ранее



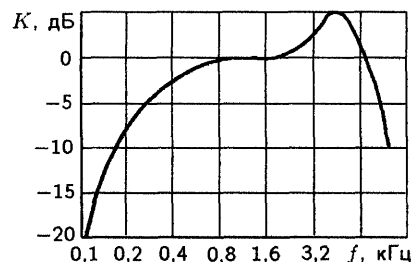



**Рис. 11.31.** АЧХ контура для повышения разборчивости речи

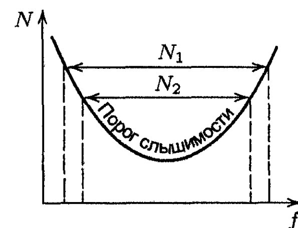



**Рис. 11.32.** Изменение слышимой ширины спектра при уменьшении уровня сигнала

В силу особенностей слухового восприятия уменьшение уровня ЗС, например с $N_1$ до $N_2$, приводит к субъективному сужению полосы слышимых частот (рис. 11.32). Можно соответственно сужать полосу пропускания и тем самым «отсекать» области частот, в которых содержатся помехи. Таким образом, сужение полосы пропускания тракта уменьшает влияние помех, частоты которых лежат вне спектра сигнала. Ограничение полосы частот бывает не только статическим, но и динамическим. Полоса пропускания устанавливается минимальной в паузе и при небольших уровнях сигнала. Желательно ограничивать полосу пропускания не только на верхних, но и на нижних частотах во избежание нарушения баланса громкостей низко- и высокочастотных составляющих ЗС. Ограничение верхней части спектра сигнала будет менее заметно, если соответственно ограничивается нижняя часть спектра. Иначе будет ощущаться изменение тембра (преобладание низкочастотных или высокочастотных составляющих) даже тогда, когда спектр помехи сосредоточен в области верхних частот. Для этой цели применяют управляемые фильтры (рис. 11.33). На данной идее основано действие устройства динамического регулирования полосы пропускания. Структурная схема такого устройства изображена на рис. 11.33,*а*, а АЧХ — на рис. 11 33,*б* (*1, 2, 3* — уровни малые, средние, большие).

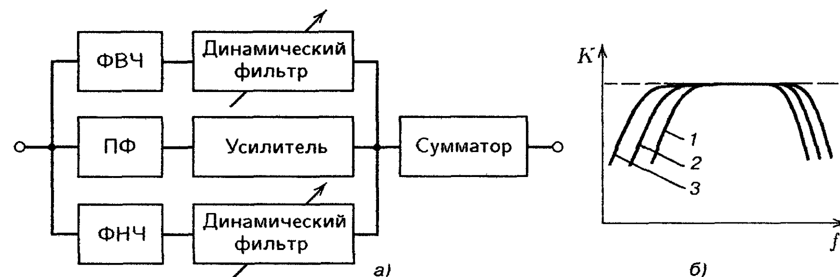



**Рис. 11.33.** Структурная схема (*а*) и АЧХ (*б*) устройства автоматического регулирования ширины полосы пропускания *1* — малые; *2* — средние; *3* — большие уровни

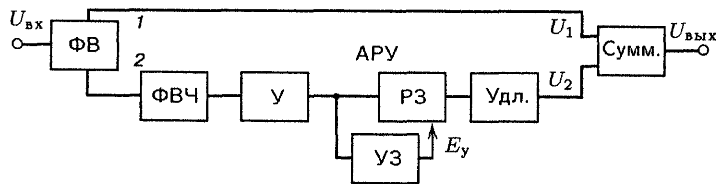



**Рис. 11.34.** Структурная схема шумоподавителя DNL

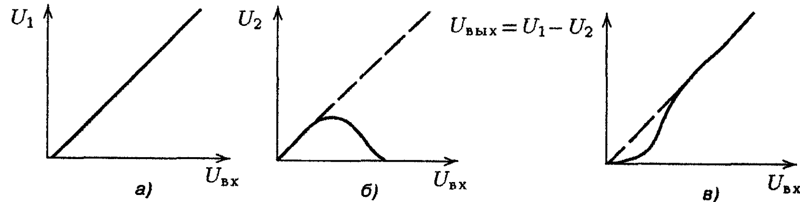



**Рис. 11.35.** Амплитудные характеристики: *а* — основной цепи *1* шумоподавителя DNL; *б* — дополнительной цепи *2*; *в* — суммарная характеристика

На динамическом регулировании полосы пропускания основано действие шумоподавателя DNL (Dynamic Noise Limiter). В спектре музыкальных сигналов содержание составляющих верхних частот уменьшается со снижением интенсивности звука. При очень малых уровнях верхняя граница спектра не превышает 4,5 кГц. Поэтому при передаче тихих звучаний полосу пропускания уменьшают, подавляя тем самым составляющие помех верхних частот. При большой громкости полосу пропускания расширяют, но помехи не заметны ввиду маскирующего действия сигнала. Структурная схема шумоподавителя DNL изображена на рис. 11.34. Входной сигнал поступает на фазовращатель ФВ, на выходах 1 и 2 которого сигналы сдвинуты на 180°. Один из них поступает на сумматор Сумм. непосредственно, а второй через цепь, в которую входят фильтр верхних частот ФВЧ, усилитель У, АРУ с РЗ и УЗ, удлинитель Удл. Фильтр верхних частот подавляет составляющие спектра в области частот ниже 4,5 кГц. Высокочастотные составляющие усиливаются, подвергаются автоматическому регулированию. Коэффициент передачи в этой цепи зависит от уровня сигнала. Амплитудная характеристика цепи *1* изображена на рис. 11.35,*а*, цепи *2* — на рис. 11.35,*б*, а суммарная амплитудная характеристика — на рис. 11.35,*в*. Для сигналов с небольшим уровнем коэффициент передачи уменьшается, что и определяет подавление помех.

Пороговый уровень сигнала $U_1$, при котором начинается шумоподавление, выбран на 38 дБ меньше номинального Шумоподавитель DNL дает выигрыш в отношении С/П на частоте 6 кГц примерно 5 дБ, а на частоте 10 кГц более 20 дБ. Шумоподаватель DNL используют и в устройствах, предназначенных для реставрации старых фонограмм

Перейдем к рассмотрению динамических устройств и систем ШП второй группы. Простейшей из них является система «сжиматель-



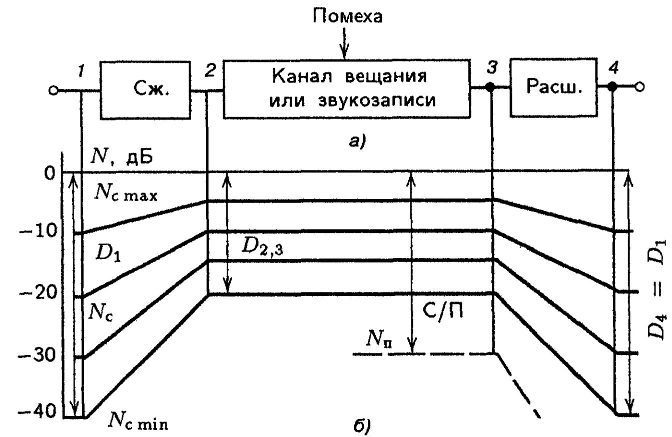



**Рис. 11.36.** Структурная схема (*а*) и диаграмма уровней (*б*) системы сжиматель-расширитель

расширитель» (компандерная система). Структурная схема системы и поясняющие ее действие диаграммы уровней изображены на рис. 11.36. Действие сжимателя приводит к улучшению отношения С/П. Небольшие уровни сигнала, которые были бы замаскированы помехами и шумами в канале ЗВ, из-за сжатия $D$ оказываются выше уровня шумов. В паузах сигнала коэффициент передачи расширителя уменьшается, что способствует подавлению помех паузы. Выигрыш в отношении С/П в конечном счете определяется увеличением среднего уровня и средней мощности сигнала в канале. В аналоговых МКЗВ приняты $\gamma_{сж} = 0{,}5$; $\gamma_{расш} = 2$ и средний выигрыш в отношении С/П составляет 10...13 дБ.

В спутниковых трактах ЗВ формата Wegener/Panda-1 и Astra используют адаптивные системы шумоподавления Panda-1 и Panda-2 (см. разд. 18.1 и 18.2).

Разновидностью систем «сжиматель-расширитель» является система предельного сжатия $D$, иначе называемая управляемым компандером. Под этим не вполне точным названием (все АРУ — управляемые устройства) понимают систему шумоподавления, в которой с целью повышения эффективности и точности регулирования по каналу ЗВ вместе с сигналом, динамический диапазон которого сжат до сравнительно малого значения, передается дополнительно сигнал управления, несущий информацию об огибающей исходного сигнала ЗВ. После входного усилителя (рис. 11.37) напряжение ЗВ поступает на выпрямитель В, выделяющий огибающую сигнала. Напряжение огибающей ЗС управляет коэффициентом передачи $РЗ_1$, а в модуляторе Мод модулирует напряжение вспомогательного генератора ВГ. Вспомогательную частоту $f_{ВГ}$ выбирают обычно выше спектра частот сигнала. Сигнал с предельно сжатым $D$ вместе с модулированными колебаниями ВГ поступает в канал ЗВ. В точке приема эти два напряжения разделяются

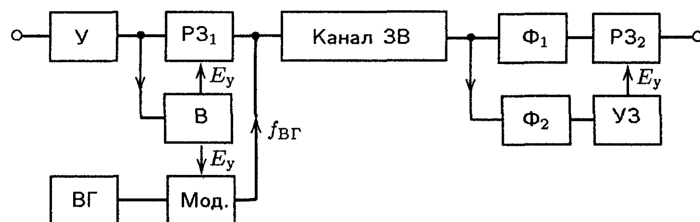



**Рис. 11.37.** Структурная схема системы предельного сжатия динамического диапазона

фильтрами Ф$_1$ и Ф$_2$. Выделенные Ф$_2$ модулированные колебания детектируются в УЗ. Под действием сигнала управления $E_у$ изменяется коэффициент передачи РЗ$_2$. В результате восстанавливается динамический диапазон исходного сигнала. Эффективность действия рассмотренной системы нарушают изменения коэффициента передачи тракта, например, вследствие замираний.

## 11.12. Системы шумоподавления в устройствах звукозаписи

Известно, что эффективность действия компандерных систем и устройств шумоподавления повышается, если спектр ЗС разделить на несколько сравнительно узкополосных участков и в каждой такой субполосе регулирование коэффициента передачи производить раздельно, выбрав для этого более подходящие динамические параметры. Как показывает опыт, достаточно спектр полезного сигнала поделить на 3–4 части. Для порогового ШП часто используют четырехполосную структуру, показанную на рис. 11.38, со следующими полосами частот: 0...1,5 кГц; 1,5...3 кГц; 3...6 кГц и выше 6 кГц. В полосе частот 0...1,5 кГц, в которой сосредоточена значительная часть энергии звука, регулирование не производится. В остальных полосах осуществляется пороговое шумоподавление, причем динамические параметры выбираются в соответствии со свойствами сигнала в этих частотных полосах. Кроме того, можно автоматически изменять границы каждой полосы при изменении спектра сигнала для повышения эффективности работы такого устройства. Такие устройства, в частности, были предложены А.А. Друговым.

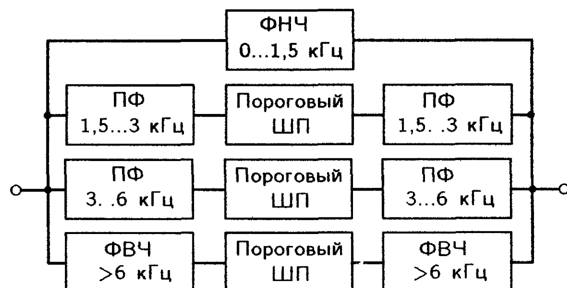



**Рис. 11.38.** Схема четырехполосного шумоподавителя



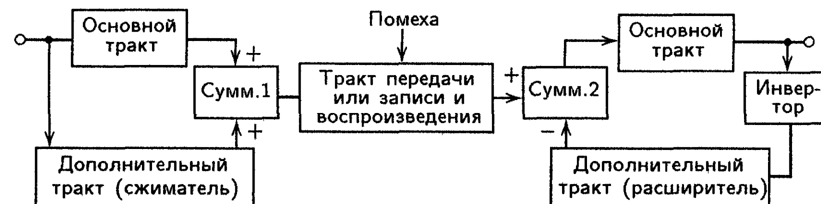



**Рис. 11.39.** Упрощенная структурная схема компандерной системы Dolby-A

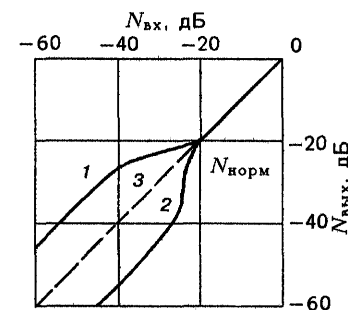



**Рис. 11.40.** Амплитудная характеристика сжимателя (*1*), расширителя (*2*) и сквозного тракта (*3*) системы Dolby-A

В последние годы различные варианты многополосных АРУ были также разработаны Р.М. Долби и его сотрудниками и внедрены в устройства магнитной, механической и оптической записи, в радиовещание в диапазоне МВ-ЧМ. Системам ШП Долби свойственны некоторые общие принципы:

1) спектр записываемых (передаваемых) сигналов разделяется на несколько частей;

2) в каждой частотной полосе регулирование осуществляется независимо при наиболее подходящих динамических параметрах;

3) выходной сигнал в каждой полосе формируется путем сложения или вычитания сигналов, прошедших основной нерегулируемый и дополнительный регулируемый тракты;

4) преобразование уровней ведется не во всем динамическом диапазоне, а лишь в ограниченной его части — в области малых и средних уровней.

Обобщенная структурная схема системы Dolby-A изображена на рис. 11.39, а амплитудные характеристики — на рис. 11.40, где *1* и *2* — характеристики передающего и приемного звеньев соответственно, *3* — результирующая характеристика. Регулирование производится не во всем диапазоне входных уровней, а лишь при сравнительно небольших уровнях. Это уменьшает заметность переходных процессов. При больших уровнях помехи маскируются сигналом. Входной сигнал распределяется по двум путям, причем в основном тракте он не регулируется, а в дополнительном подвергается регулированию при помощи сжимателя Затем обе составляющие складываются в сумматоре В результате сигналы большого уровня не претерпевают изменения, поскольку коэффициент передачи дополнительного тракта при больших входных сигналах мал При малых входных уровнях коэффициент передачи дополнительного тракта увеличивается, доля сигнала этого тракта

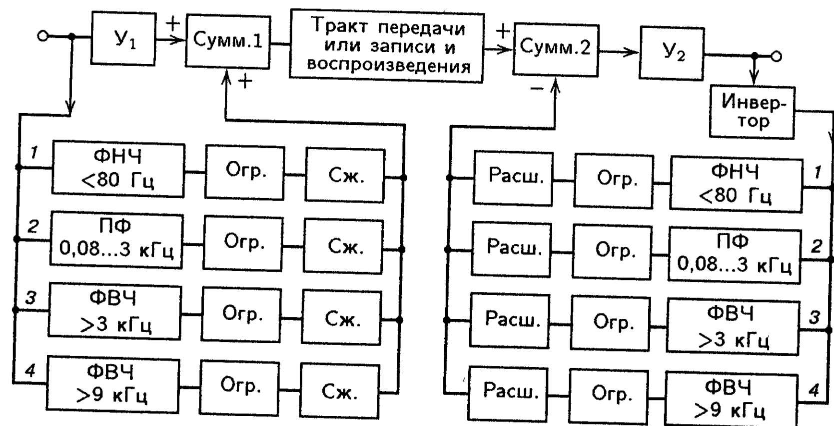



**Рис. 11.41.** Развернутая структурная схема системы Dolby-A

относительно основного становится больше и уровень сигнала на выходе сумматора Сумм.1 возрастает. В приемной части системы сигнал с выхода поступает на сумматор Сумм.2 через расширитель уже инвертированным по фазе и вычитается из общего сигнала, вследствие чего восстанавливаются исходные соотношения уровней.

Полная структурная схема системы изображена на рис. 11.41. Особенность дополнительных трактов та, что в них спектр сигнала разделяется на четыре части при помощи фильтров, пропускающих полосы частот 30...80; 80...3000; 3000...20000 и 9000...20000 Гц (рис. 11.42). Выбор полос пропускания определяется спектром наиболее характерных шумов и помех и особенностей их восприятия слухом. Так, в полосах пропускания ФНЧ лежит частота фона переменного тока 50 Гц, в полосе пропускания ПФ — переходные помехи и помехи копирэффекта, в полосе ФВЧ —структурные помехи, обусловленные неоднородностью ферромагнитного слоя ленты (см. рис. 11.28,*б*) и высокочастотные модуляционные помехи.

В каждой из полос динамический диапазон сжимается и соответственно потом расширяется путем изменения коэффициента передачи только при уровнях, лежащих ниже определенного уровня $N_{\text{норм}}$. Сигналы с выхода сжимателей добавляются к сигналу основного тракта, а в приемной части системы соответственно вычитаются при уровнях менее $N_{\text{норм}}$. Сигналы более высокого уровня проходят через систему без изменений. Для поддержания номинального уровня сигнала и устранения выбросов ЗС при его прохождении через сжиматели и расширители перед ними включены ограничители максимальных уровней. Улучшение отношения С/П в диапазоне частот 30...15000 Гц составляет примерно 10 дБ, а на более высоких частотах — 15 дБ. Аналогичная система ШП, но с несколько иными граничными частотами и без перекрытия полос, разработана фирмой «Телефункен».



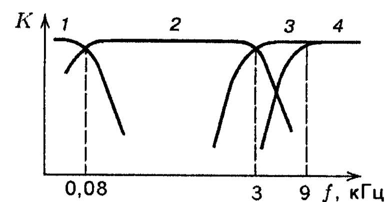



**Рис. 11.42.** Частотные характеристики фильтров системы Dolby-A

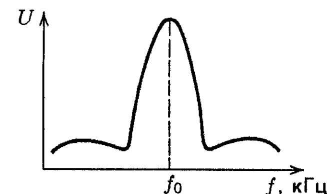



**Рис. 11.43.** Спектр сигнала частоты $f_0$, модулированного структурной помехой

Разделение спектра сигнала до регулируемых звеньев значительно повышает эффективность регулирования, особенно если энергия сигнала сосредоточена в какой-либо одной полосе. Ввиду большого уровня сигнала в этой полосе не происходит регулирования, зато в других полосах ввиду небольшого уровня попадающего в них сигнала регулирование происходит более эффективно и отношение С/П увеличивается в большей степени.

Положительная сторона системы Dolby-A — подавление мультипликативной, модуляционной помехи, возникающей, например, из-за неконтакта при воспроизведении магнитной фонограммы. Эта помеха преобладает среди других помех тракта воспроизведения. В результате воздействия модуляционного шума на колебания одной частоты $F_0$ спектр воспроизводимого сигнала будет состоять из составляющей частоты $F_0$, окруженной двумя боковыми полосами, форма которых повторяет форму спектра модуляционного шума, т.е. будет напоминать спектр амплитудно-модулированного сигнала и занимать широкую полосу частот (рис. 11.43). Если часть этого спектра попадает в полосу того регулируемого звена, в которой уменьшается коэффициент передачи, то эта часть спектра будет подавлена.

Дополнительный тракт системы Dolby-A универсален и используется дважды — при записи и воспроизведении. Поэтому искажения АЧХ и ФЧХ фильтрами при записи компенсируются искажениями обратного знака при воспроизведении. Это — важное достоинство системы Dolby-A. Но аппаратура этой системы сложна, содержит сотни полупроводниковых элементов и потому очень дорога.

Для бытовой и полупрофессиональной аппаратуры используют системы Dolby-B и Dolby-C. Способ шумоподавления, используемый в Dolby-B, можно было бы назвать управляемыми предыскажениями. Dolby-B содержит одно регулируемое и одно управляющее звено, действующие только в верхней части частотного диапазона, ширина которого изменяется в зависимости от уровня сигнала. В системе используют управляемый ФВЧ, обеспечивающий «скользящую» характеристику сжатия, начиная с частоты 300 Гц В этом диапазоне сосредоточены наиболее заметные структурные помехи магнитной ленты (см. рис 11.28,*б*). На частотах выше 4 кГц уровень помех уменьшается примерно на 10 дБ. Как

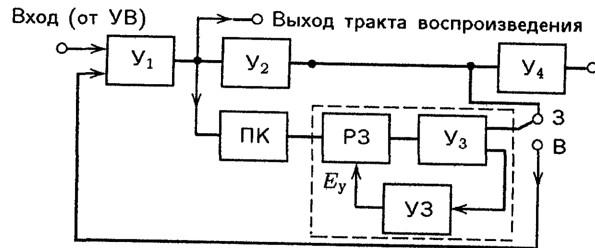



**Рис. 11.44.** Структурная схема Dolby-B

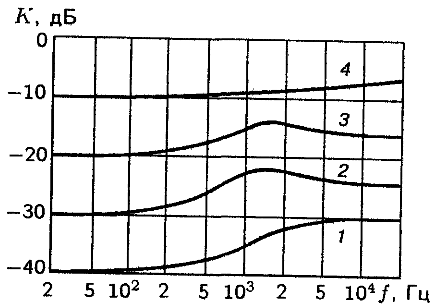



**Рис. 11.45.** Амплитудно-частотные характеристики тракта записи системы Dolby-B при разных входных уровнях

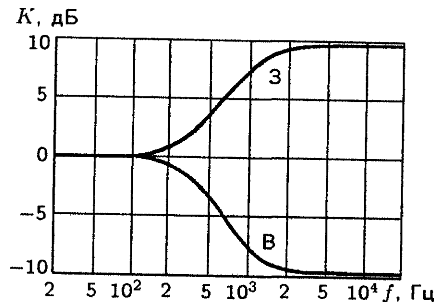



**Рис. 11.46.** Амплитудно-частотные характеристики блока регулирования системы Dolby-B при записи (З) и воспроизведении (В)

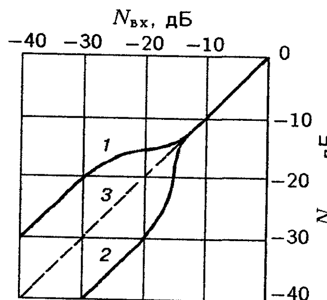



**Рис. 11.47.** Амплитудные характеристики системы Dolby-B

и в Dolby-A, один и тот же дополнительный тракт используется и при записи, и при воспроизведении. Благодаря этому устраняются искажения, которые могли бы возникнуть из-за некомплементарности амплитудных характеристик и разных значений $t_у$ и $t_в$ сжимателя и расширителя.

Структурная схема системы Dolby-B изображена на рис. 11.44, частотные характеристики тракта записи при разных входных уровнях — на рис. 11.45, частотные характеристики блока регулирования БР в процессе записи (З) и воспроизведения (В) — на рис. 11.46, амплитудные характеристики сжимателя (*1*), расширителя (*2*) и общая (*3*) — на рис. 11 47

При записи усилители У$_1$, У$_2$, У$_4$ образуют основной тракт. Напряжение с выхода У$_1$ поступает в дополнительный тракт, состоящий из предыскажающего контура ПК (ФВЧ), блока регулирования с РЗ и УЗ и усилителя У$_3$. Усиленное ступенью У$_3$ напряжение складывается на входе У$_4$ с напряжением основного тракта. При небольшом уровне сигнала



и в его отсутствии коэффициент передачи РЗ близок к единице (кривая *1* на рис. 11.45). При увеличении уровня (кривые *2*, *3*) коэффициент передачи РЗ спадает и подъем коэффициента передачи уменьшается. При уровнях выше некоторого нормированного дополнительный тракт практически запирается и АЧХ основного тракта становится практически горизонтальной (кривая *4*).

При воспроизведении сигнал, поступающий от усилителя воспроизведения УВ магнитофона на вход, проходит У$_1$. Регулируемое звено вместе с УЗ образуют цепь отрицательной обратной связи (ООС), охватывающую У$_1$. Глубина ООС зависит от частоты и уровня сигнала. Параметры системы шумоподавления выбирают такими, чтобы подъем АЧХ на верхних звуковых частотах, имевший место при записи, полностью компенсировался бы при воспроизведении.

Динамические параметры управляющей цепи выбраны такими: $t_у$ = 1...2 мс, $t_в$ = 100...150 мс.

Шумоподавитель Dolby-B иногда используют при воспроизведении фонограмм, записанных без устройств шумоподавления. В этом случае он действует как управляемый восстанавливающий контур. Ослабление помех происходит ввиду уменьшения коэффициента передачи на верхних частотах. Однако при этом он вносит частотные искажения при небольших уровнях сигнала. Шумоподавитель Dolby-B сравнительно недорог благодаря простоте и широко выпускаемой для него специализированной интегральной схеме, содержащей все его элементы.

Шумоподавители Dolby-B разработаны в основном для борьбы с высокочастотными шумами, возникающими в бытовых магнитофонах и видеомагнитофонах с небольшой скоростью движения ленты (как правило, кассетных). Несколько измененную систему Dolby-B применяют иногда и в профессиональных целях, например в радиовещании в диапазоне МВ-ЧМ.

В системе Dolby-C используют два включенных цепочкой автоматических регулятора Dolby-B. Оба действуют в одинаковых полосах частот, но их пороги срабатывания выбраны разными. Система действует начиная с частоты 100 Гц. На частоте 400 Гц отношение С/П улучшается примерно на 15 дБ, а в области частот 2...10 кГц улучшение этого отношения составляет уже около 20 дБ.

Следующей разработкой, предназначенной для бытовых устройств, явилась система Dolby-S. В ней использованы идеи, уже осуществленные в системах Dolby-B и Dolby-C, а также некоторые новые принципы, положенные в основу профессиональной системы Dolby Stereo SR, рассмотренной далее. Не вдаваясь в описание довольно сложной структуры системы Dolby Stereo, отметим, что в ней повышена эффективность шумоподавления, в частности, возможно некоторое шумоподавление в области нижних частот, уменьшена критичность системы к неравномерностям АЧХ в процессе записи и воспроизведения, достигаются лучшие пространственные эффекты.

Дальнейшим развитием многоканальных устройств фотографической звукозаписи для кинематографа явились звуковые системы Dolby Stereo, Dolby Stereo SR (Spectral Recording — спектральная запись), Dolby Stereo SR-D (Digital — цифровая), где также применяется шумоподавление.

В звуковых системах Dolby Stereo используют систему шумоподавления Dolby-A.

В системе Dolby Stereo SR сочетаются фильтры с фиксированными и регулируемыми полосами частот, что обеспечивает улучшение отношения С/П на 25 дБ, причем в наиболее чувствительном для слуха диапазоне частот 0,8...6 кГц. Технические решения аналогичны примененным в системах Dolby-A, -B, -C. Помимо этого в состав системы Dolby Stereo SR введено устройство, уменьшающее искажения при высоких уровнях сигнала. Фильтры Dolby Stereo SR адаптируются к спектру сигнала.

Возникает вопрос: почему в кинематографе нельзя применить шумоподавители Dolby-B и еще более эффективные, но достаточно простые шумоподавители Dolby-C? Обе указанные системы предназначены для подавления помех в высокочастотной части спектра. Энергия помех оптической фонограммы распределена по всему диапазону звуковых частот. Поэтому приходится использовать четырехполосные устройства типа A, SR и SR-D.

Фильмы, звук в которых записан по системе Dolby Stereo SR-D, содержат две оптические фонограммы: аналоговую матричную четырехканальную и цифровую шестиканальную. Цифровые сигналы записаны в промежутках между перфорациями. Такие фильмы можно демонстрировать в кинотеатрах с аналоговой и цифровой воспроизводящей аппаратурой. При повреждении цифровой фонограммы воспроизведение автоматически переключается на аналоговые дорожки. Шумоподавление в системе Dolby Stereo SR обеспечивает качество, сравнимое с цифровой 16-разрядной записью, т.е. отношение С/П около 90 дБ. Шесть цифровых каналов используются следующим образом: три сигнала подаются на заэкранные громкоговорители Л, П, Ц, два на левую и правую линейки громкоговорителей «окружения», канал СНЧ предназначен для воспроизведения звуков особо низких частот 20...125 Гц. Существуют варианты таких систем для 35- и 70-миллиметровой ленты.

В СССР тоже была разработана шестиканальная система воспроизведения звука в кинематографе «Суперфон-35», альтернативная многоканальным системам Dolby Stereo. Однако она не получила в широкого распространения в России.

К многополосным относятся системы шумоподавления «Телько́м с4» и «Хай-Ком» (High-Com). Структурная схема системы «Тельком с4» изображена на рис. 11.48, а амплитудные характеристики сжимателя (*1*), расширителя (*2*) и общая (*3*) — на рис. 11.49. В каждом полосном тракте сжимателя и расширителя использованы по три регулируемых усилителя РУ — один в РЗ, два — в УЗ. Управляющее напряжение



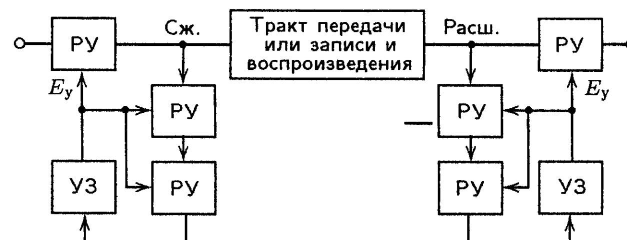



**Рис. 11.48.** Структурная схема системы шумоподавления «Тельком с4»

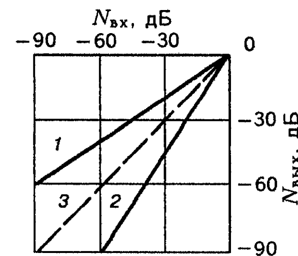



**Рис. 11.49.** Амплитудные характеристики системы «Тельком с4»

$E_у$ воздействует сразу на все три РУ. В УЗ спектр сигнала разделяется, как и в Dolby-A, на четыре части, но с иными частотными границами: 35...215, 215...1450, 1450...4800, 4800...16000 Гц. Постоянные времени в каждом из четырех УЗ подобраны таким образом, чтобы получить быструю реакцию управляющего напряжения $E_у$ на нарастание и спадание уровня входного сигнала и достаточно хорошее сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения. Регулирование выполняется во всем диапазоне изменения входного уровня 90 дБ. При изменении входного уровня на 90 дБ выходной уровень изменяется на 60 дБ. Коэффициент сжатия $\gamma_{сж} = 90/60 = 1{,}67$.

Система «Хай-Ком» — модификация системы «Тельком с4». В ней используют не три, а два регулируемых усилителя. Коэффициент сжатия составляет 0,5.

## 11.13. Устройства звуковых эффектов

Непременная составная часть оборудования современных аппаратных ЗВ и звукозаписи — устройства звуковых эффектов. Их еще именуют устройствами обработки сигналов. Задачи этих устройств — придание звучанию большей выразительности, имитация некоторых акустических процессов, происходящих в помещениях, создание разнообразных звучаний, не имеющих аналогов в обыденной жизни.

Эффекты, достигаемые регулированием уровней и спектра сигнала, осуществляются и аналоговыми, и цифровыми способами. Принципы действия аналоговых устройств преобразования сигналов частично уже были рассмотрены в разд. 11.3, 11.4, 11.7. Эффекты, достигаемые преобразованием сигнала во временно́й области, схемно и конструктивно решаются проще в цифровых устройствах.

К устройствам звуковых эффектов относится вокалстрессор — сочетание эквалайзера с комбинированным АРУ, содержащим сжиматель, расширитель, ограничитель максимальных уровней. При помощи вокал-

стрессора подчеркивают голос певца или звучание солирующего инструмента. Этим назначением устройства объясняется его название, означающее в буквальном переводе «подчеркиватель, выделитель пения» (stress в переводе с английского — подчеркивать, выделять, ударять).

Обоснованием к применению данного устройства служат следующие обстоятельства. Было установлено, что в спектре певцов с хорошо поставленными голосами имеются, по крайней мере, две частотные области, две группы обертонов с повышенным уровнем. Эти области называют певческими формантами. Их положение на оси частот и уровни определяют характер певческих голосов и их особое свойство, называемое музыкантами носкостью, полетностью звука. В зависимости от частот формант различают виды мужских и женских голосов: бас, баритон, тенор, контральто, меццо-сопрано, сопрано. Для мужских голосов характерны нижняя форманта в области частот примерно 300...600 Гц и высокая в области частот примерно 2,5...3 кГц. Низкая форманта придает мужскому голосу своеобразную массивность, ощущение мощи, высокая — носкость, способность переноситься вдаль, перекрывать звучание оркестра. Это свойство особенно важно в опере, где оркестр, помещающийся перед сценой, в оркестровой яме, находится к слушателям ближе, чем певцы-солисты и голоса солистов должны «переноситься» через оркестр. Ноский голос — не обязательно громкий. Бывает, что сильный, «громоподобный» вблизи голос совсем не слышен в большом зале. Наоборот, казалось бы небольшой голос певца бывает хорошо слышен вдали.

Объяснение причин носкости дал выдающийся русский ученый С.Н. Ржевкин. Его объяснение развили отечественные ученые Е.А. Рудаков и Д.Д. Юрченко. Они показали, что это свойство присуще лишь тем голосам, в которых широко развита высокая форманта. Певцу, обладающему ею, легко выработать отличную дикцию, его хорошо слышно в большом зале. Физиологическая причина носкости та, что частоты развитой высокой форманты приходятся на область наибольшей чувствительности слуха.

В женских и детских голосах все форманты расположены несколько выше, чем в мужских. Этим объясняется, что хороших женских голосов заметно больше, чем мужских Заметим, что в женских голосах высокая певческая форманта менее важна, чем в мужских, так как спектры сопрано или меццо-сопрано и без того богаты составляющими верхних частот и потому обладают хорошей носкостью.

Носкостью, полетностью обладают не только хорошие певческие голоса, но и музыкальные инструменты, даже не обладающие большой акустической мощностью Таковы, например, скрипки великих итальянских мастеров Амати, Гварнери, Страдивари

Носкость в настоящее время оценивают численно, используя явление маскировки звука В измерительную установку входят генератор белого шума, магнитофон с фонограммой исследуемого звука, смеситель, головные телефоны и измеритель уровня Шум и сигнал пода-



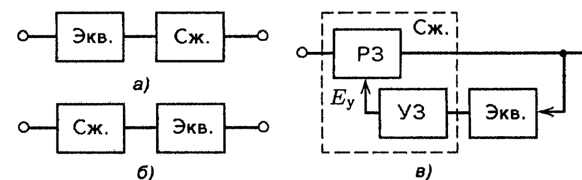



**Рис. 11.50.** Варианты построения вокалстрессора

ют через смеситель на головные телефоны и измеритель уровня. Белый шум представляет собой как бы звуковую завесу, которую должно преодолеть звучание голоса или инструмента. Уровень шума поддерживается постоянным, например 80 дБ, а уровень голоса уменьшают, пока голос не станет еле слышен на фоне шума. Этот уровень — порог слышимости голоса в шуме. Его называют коэффициентом носкости (полетности). У хороших певцов этот коэффициент равен 25...30 дБ, у певцов-любителей 15...20 дБ. Коэффициент носкости известного тенора С.Я. Лемешева составлял 28 дБ. Если из хорошего, «звонкого» голоса фильтром вырезать высокую певческую форманту, коэффициент носкости упадет с 25...30 до 12...15 дБ.

Хороший певческий голос вырабатывают многими годами обучения. Развитие техники звукоусиления вывело на концертные эстрады множество «микрофонных» певцов, не утруждающих себя певческой учебой или не обладающих прирожденными голосовыми данными, но имеющих эффектную внешность и умеющих свободно держаться перед публикой. Чтобы как-то украсить их голос, сделать его приемлемым для большой аудитории, прибегают к звукоусилению и электронным устройствам, являющимся своеобразными «протезами». Это — сжиматели динамического диапазона, фильтры «присутствия», вокал-стрессоры. Сжиматель динамического диапазона, включенный в тракт микрофона солиста, увеличивает среднюю мощность электрического сигнала и тем самым «приподнимает» голос солиста над звучанием сопровождающего ансамбля. При помощи фильтра «присутствия» формируют некоторое подобие певческой форманты (см. рис. 11.11,*б*). Широкие возможности имитации певческой форманты представляет эквалайзер (см. рис. 11.12). Более совершенным устройством изменения спектра звучания голоса признан вокалстрессор (рис. 11.50). Его особенность — гибкая структура, возможность соединять его основные звенья — сжиматель (Сж) и эквалайзер (Экв) в разных сочетаниях. При соединении по схеме, приведенной на рис 11 50,*а*, эквалайзером сначала подчеркивают или имитируют певческие форманты, а затем динамический диапазон полученного сигнала уменьшают Некоторые звукорежиссеры предпочитают обратный порядок операции — по схеме на рис 11.50,*б* В схеме на рис 11.50,*в* эквалайзер вводят в управляющую цепь сжимателя и полученным управляющим напряжением $E_у$ регулируют коэффициент передачи РЗ.

Одним из выразительных средств, способствующих обогащению звучания певческого голоса, служит вибрато. Голос хорошего певца слегка

колеблется, ритмично и плавно пульсирует. Вибрато — результат периодического изменения интенсивности, частоты и спектра звука. Для слуха наиболее приятны пульсации с частотой 5...7 Гц. Более редкие колебания воспринимаются как изменение высоты тона, более частые как дрожание голоса («блеяние барашка»). Наиболее яркое ощущение вызывает высотное вибрато, при котором утомительное для восприятия постоянное воздействие тона заменяется его периодическими колебаниями. При этом, однако, сохраняется ощущение устойчивости высоты тона. Хорошее вибрато придает звуку певческого голоса большую уверенность и определенность.

Вибрато свойственно не только певческому голосу. Некоторые драматические артисты прибегают к вибрато для выражения сильных эмоций. Им часто пользуются инструменталисты, скрипачи, виолончелисты, трубачи, чтобы придать звучанию инструмента характер, свойственный певческому голосу.

У неопытных певцов вибрато бывает грубоватым, резким. Такое вибрато музыканты называют «тремоляцией голоса». Вибрато плохих певцов лишено ритмичности, что создает впечатление неустойчивости, неопределенности высоты тона. Зная этот порок, певцы, обладающие слабой вокальной техникой, предпочитают вообще не пользоваться этим приемом. Но если вибрато нет, голос кажется сухим, безжизненным, по образному выражению вокалистов, «прямым, как палка».

Для уменьшения этого недостатка певческого или инструментального звучания пользуются электронными устройствами — генераторами вибрато. Генератор вибрато — мультивибратор или его цифровой аналог, колебания которого накладываются на исходный сигнал, как бы модулируют его по частоте (реже по амплитуде или фазе). Этим создается окраска звучания, свойственная хорошему певческому голосу. Кроме изменения частоты предусматривают также изменение интенсивности колебаний, вплоть до полного исключения эффекта. Обязательно требование симметрии девиации частоты. Асимметрия девиации создает ощущение изменения высоты тона. Желательно, чтобы при увеличении уровня громкости девиация плавно возрастала. Это улучшит выразительность вводимого эффекта, усилит впечатление громкости звука, придаст ему более напряженный и яркий характер.

Не следует, однако, преувеличивать выразительности искусственного эффекта. Генераторы вибрато не отвечают требованиям подлинно выразительного исполнения музыки. Исключение составляют лишь эффекты эстрадного плана, когда введение вибрато требуется, чтобы подчеркнуть экстравагантный характер звучания голоса или музыкального инструмента, чаще всего электронного Но как некоторый суррогат естественного исполнительского вибрато искусственное вибрато имеет право на существование

К устройствам звуковых эффектов относят эксайтер (exait — сгущать, повышать, возбуждать). Это своеобразный синтезатор спектра.



Содержащийся в нем цифровой процессор на основе анализа имеющихся составляющих спектра воссоздает их гармоники. Тем самым спектр сигнала обогащается новыми составляющими и расширяется в сторону более высоких частот. Эксайтер применяют при реставрации старых фонограмм, записанных с узкой полосой частот, например при перезаписи старых грампластинок. При помощи эксайтера исходный спектр расширяется примерно вдвое.

Звуковые эффекты, осуществляемые путем преобразования сигнала во временно́й области, чаще всего основаны на применении линий задержки (ЛЗ). При самостоятельном использовании ЛЗ предназначена для создания эффекта изменения направления на КИЗ (при формировании стереофонических сигналов), выравнивания группового времени запаздывания от различных источников в студиях и задержки сигналов, приходящих к слушателю в зале от разных громкоговорителей системы воспроизведения при звукоусилении. В зависимости от поставленной задачи время задержки изменяют от нескольких миллисекунд до нескольких секунд.

Различают акустические, магнитофонные и цифровые ЛЗ. Первые основаны на длительности процесса распространения звуковой волны в воздушной среде (трубе), $\Delta t$ определяется расстоянием от громкоговорителя до микрофона. В магнитофонной ЛЗ сигнал записывают на магнитную ленту, склеенную в кольцо, или на диск, покрытый ферромагнитным материалом. Время задержки, определяется расстоянием между зазорами записывающей и воспроизводящей головок и скоростью движения носителя. Чаще всего применяют цифровые ЛЗ. Их действие основано на задержке цифрового сигнала регистрами сдвига или запоминающими устройствами (ЗУ). Время задержки соответственно составляет

$$\Delta t = n_{\text{р}}/f_{\text{д}} \quad \text{и} \quad \Delta t = (n_{\text{зап}} - n_{\text{сч}})/t_g,$$

где $f_{\text{д}}$ — частота дискретизации; $n_{\text{р}}$ — число регистров памяти; $n_{\text{зап}}$ и $n_{\text{сч}}$ — номера ячеек записи и считывания.

В первом случае $\Delta t$ изменяется относительно большими ступенями, переключением регистров сдвига, во втором — более мелкими ступенями, выводом задержанных импульсов с любой ячейки памяти. При использовании цифровой ЛЗ в аналоговом тракте на ее вход включают АЦП, а на выход — ЦАП. Линии задержки входят в состав ревербераторов — устройств, имитирующих естественную реверберацию.

Различают аналоговые и цифровые ревербераторы. К первым относятся реверберационные камеры (эхокамеры), листовой, пружинный и магнитный ревербераторы.

Реверберационная камера — помещение с хорошо отражающими звук преградами. Линейные размеры — несколько метров, объем — от 120 до 300 м$^3$. При меньшем объеме становится заметной дискретность спектра собственных (резонансных) частот камеры на нижних частотах Чтобы ослабить влияние собственных (резонансных) частот и

**Рис. 11.51.** Схема тракта реверберационной камеры

стоячих волн на процесс реверберации, стены, пол и потолок камеры строят непараллельными. Воздушный объем камеры возбуждают громкоговорителем, на который подают исходный сигнал (рис. 11.51). Микрофон устанавливают так, чтобы он по возможности принимал только многократно отраженные сигналы. Меняя соотношение уровней исходного и реверберирующего сигналов, добиваются желаемой эффективной (эквивалентной) реверберации. Наибольшее время реверберации достигает 5...7 с. Из всех аналоговых устройств искусственной реверберации реверберационная камера создает наиболее естественное звучание, так как в ней не имитируется, а реально осуществляется реверберационный процесс. Недостаток реверберационной камеры — громоздкость и большая стоимость.

В листовом ревербераторе используют отражения изгибных колебаний от границ металлического листа. Колебания возбуждаются датчиком, похожим по конструкции на электродинамический громкоговоритель. Подвижная звуковая катушка скреплена со стержнем, привареным к листу перпендикулярно его плоскости. Для съема колебаний используют аналогичный или пьезоэлектрический преобразователь. Получаемый эффект близок к естественному, хотя и отличается несколько от него, так как процесс идет не в трех, а в двумерном пространстве. Ревербератор довольно громоздок — линейные размеры листа составляют 2 и 1 м. Правда, существуют устройства, в которых спектр сигнала переносится в область более высоких частот, при этом размеры листа уменьшаются до нескольких десятков сантиметров. До появления цифровых ревербераторов листовые были распространены очень широко

В пружинном ревербераторе задержка сигнала происходит в стальной проволоке, с одним из концов которой скреплен датчик, возбудитель крутильных колебаний, а с другим — приемник — преобразователь механических колебаний в электрические Для уменьшения размеров проволока свита в спираль (пружину). Процесс носит одномерный характер, поэтому получаемый эффект по качеству и структуре звука далек от натурального Достоинство — это очень дешевое устройство и простое в изготовлении

Магнитный ревербератор имеет своей основой магнитофонную ЛЗ. Для усложнения временно́й структуры задержанных сигналов используют несколько воспроизводящих головок (от 4 до 28 в разных моделях).



Несмотря на это, задержанным сигналам свойственна регулярность, а их структура не уплотняется со временем, как это свойственно естественному процессу реверберации в помещении. Кроме того, этому ревербератору присущи недостатки, свойственные магнитофонам, — детонация, «плавание» звука, ограниченный динамический диапазон.



**Рис. 11.52.** Структура цифрового устройства звуковых эффектов, например ревербератора

К настоящему времени аналоговые ревербераторы потеряли значение в связи с широким распространением цифровых ревербераторов. Цифровой ревербератор представляет собой быстродействующий процессор, снабженный на входе АЦП, а на выходе ЦАП (рис. 11.52). Чаще всего в таком ревербераторе используют принцип, предложенный Шредером. Он основан на параллельно-последовательном соединении гребенчатых и всепропускающих фильтров. Первые определяют длительность процесса реверберации, вторые — временну́ю последовательность и плотность запаздывающих сигналов в начальной стадии реверберационного процесса. Число задержанных сигналов, их уровни и времена запаздывания, определяющие характер реверберации, задаются программой, заложенной в (долговременную) память. Имитируются объем и пропорции линейных размеров помещения, коэффициенты поглощения и их частотные характеристики. Имеется возможность изменять в широких пределах эти параметры. В некоторые цифровые ревербераторы заложены готовые программы, отображающие свойства лучших концертных залов.

Устройства звуковых эффектов (ЗЭ), как и ревербераторы, основаны на смешивании основного (незадержанного) сигнала с одним или несколькими его задержанными повторениями, но времена задержек $\Delta t$ меняются с различной скоростью и по разным законам. Различают две группы ЗЭ. Для реализации эффектов первой группы времена задержки устанавливаются до начала действия устройства и в процессе действия не меняются или меняются редко. Это эффекты: задержка, эхо, повторение, повторение в обратном порядке (реверс). Вторая группа эффектов основана на непрерывном изменении $\Delta t$ Это эффекты: вибрато, дуэт, хор и др

Структура устройства, служащего для получения некоторых ЗЭ, показана на рис. 11.53 Здесь $\Delta t_0$, $\Delta t_1$, $\Delta t_2$,... ,$\Delta t_n$, $\Delta t_{oc}$ — времена задержек в ЛЗ с отводами, $K_0$, $K_1$, $K_2$, $K_n$, $K_{oc}$ — коэффициенты передачи для цепей задержанных сигналов

В частном случае $n = 3$ При коэффициентах передачи $K_0 = K_1 = K_2 = K_{oc} = 0$ и $K_3 = 1$ получаем задержку сигнала, которую можно изменять, регулируя $\Delta t_3$. Для получения эффекта одиночного эха, т.е.

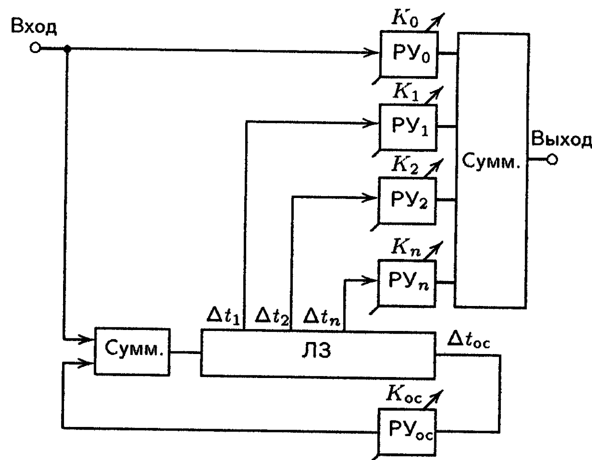



**Рис. 11.53.** Структура устройства звуковых эффектов на основе линии задержки

однократной задержки, устанавливаем $K_1 = K_2 = K_{ос} = 0$ и $K_0 = 1$, $K_3$ регулируем. Для получения эха значение $\Delta t_3$ должно быть более 150 мс. При подаче задержанного сигнала в цепь обратной связи получим эффект многократного эха, причем при $K_{ос} < 1$ — затухающее, а при $K_{ос} > 1$ — нарастающее (звучание, не встречающееся в природе). Длительность $\Delta t_{ос}$ определяет период повторения эха.

Эффект увеличения громкости звучания без повышения мощности (dubble tracking — подчеркивание) достигается добавлением к основному (незадержанному) сигналу его повторения, задержанного на промежуток времени, зависящий от характера сигнала: 20 мс для бас-гитары, 25...45 мс для певца, 100 мс для хора и т.д. При дальнейшем увеличении возникает эффект эха.

Эффект вибрато достигается периодическим изменением времени задержки по синусоидальному или пилообразному закону с частотами от долей до нескольких единиц герца. Эффект дуэта получают сложением основного и задержанного сигналов, причем время задержки изменяется по случайному закону в пределах 2...25 мс. Эффект хора при звучании одиночного голоса или инструмента достигается аналогично эффекту дуэта, только к основному сигналу добавляют не один, а несколько задержанных, причем длительности задержек изменяются независимо друг от друга Эффекты повторения и обратного повторения (реверса) получают запоминанием отрывка звучания длительностью до нескольких сот миллисекунд и его повторением один или несколько раз. Обратное повторение получают воспроизведением запомненного сигнала в обратном порядке Получается необычное звучание — медленное нарастание и быстрый спад

В стереофонии часто используют эффект «фленджера» (flange — край, фланг) — эффект периодического смещения кажущегося источника звука влево-вправо от слушателя. Эффект основан на введении в сигналы переменных задержек или формировании гребенчатой АЧХ с перемежающимися горбами и впадинами.



К звуковым эффектам относят также изменения тональности звучания (транспонирование) и длительности звучания без заметного изменения тональности. Надобность в изменении тональности звучания возникает по следующей причине. По принятой технологии записи эстрадных исполнителей вначале подготавливают фонограмму оркестрового сопровождения. Голос солиста записывают под готовую фонограмму. При такой технологии исключаются повторные затраты на новую запись оркестра, если солист допустил художественные или технические погрешности. Но ко времени записи солиста может случиться, что его звуковысотный диапазон несколько изменился, и аккомпанемент нужно транспонировать в иную тональность. Казалось бы, транспонировать сигнал можно методом гетеродинирования, смещая частоты исходного сигнала $F_i$ в ту или иную сторону при помощи вспомогательной частоты $F_1$: $F_i' = F_i \pm F_1$. Но применение этого способа нарушит гармонический строй. Пусть в спектре исходного сигнала имеются две составляющие, находящиеся в октавном соотношении, т.е. с частотами $F$ и $2F$. При смещении получим частоты $F + \Delta F$ и $2F + \Delta F$, т.е. октавный интервал будет нарушен. То же случится со всеми другими музыкальными интервалами. Для устранения этого недостатка необходимо, чтобы смещение каждой частоты $\Delta F_i$ было пропорционально этой частоте $F_i$.

Транспонировать звучание в иную тональность можно, изменив скорость движения фонограммы до значения $v_2$ по сравнению с исходной скоростью записи $v_1$ (рис. 11.54). Если увеличить скорость, спектр сместится в область более высоких частот, если уменьшить — в область более низких частот. Соответственно изменится тональность. Такая возможность имеется в современных монтажных магнитофонах. Достигается это питанием ведущего синхронного двигателя от генератора с управляемой частотой. Однако при этом изменяется и длительность звучания: при изменении высоты звука на полтона — на 6 %, на тон — на 12 %, на два тона — на 26 %. Хотя возможности данного способа ограничены, пределы такого транспонирования звука практически вполне достаточны.

Рассмотренный прием, только при значительном (до 2 раз) изменении скорости используют для создания голосов сказочных персонажей. В давней радиопостановке «Золотой ключик», известной нескольким поколениям людей, звучание голоса деревянного человечка Буратино, нежные голоса кукол, наводящий ужас низкий голос владельца кукольного театра Карабаса-Барабаса были созданы трансформацией голоса всего одного исполнителя Такой же прием используют в эстрадных записях для имитации эффектной, виртуозной игры пианиста Пьеса исполняется на октаву ниже нотной записи на пониженной вдвое против номинальной скорости записи, а затем воспроизводится на номинальной скорости.

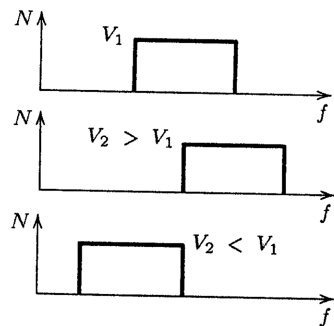



**Рис. 11.54.** Смещение спектра сигнала изменением скорости движения фонограммы

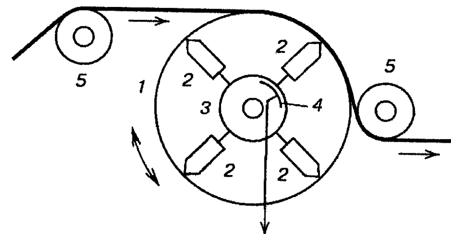



**Рис. 11.55.** Схема части лентопротяжного механизма магнитофона с вращающимся блоком головок: *1* — барабан; *2* — воспроизводящие магнитные головки; *3* — контактное кольцо; *4* — щетка; *5* — направляющие ролики

Для изменения тональности звука без изменения длительности звучания используют магнитофон с вращающимся блоком головок или особое цифровое устройство — гармонайзер. Идея действия магнитофона с вращающимся блоком головок иллюстрируется рис. 11.55. Представим, что на фонограмме записаны импульсы, следующие с какой-то частотой. Если барабан неподвижен, то одна из головок будет считывать импульсы с той же частотой, с какой они были записаны. Если барабан вращается по часовой стрелке, то головка как бы «догоняет» импульсы, записанные на фонограмме, и за прежний промежуток времени головки считают меньшее число импульсов, т.е. частота их следования уменьшится. Если барабан с головками вращается против часовой стрелки, то за тот же промежуток времени будет считано больше импульсов, чем при неподвижном барабане, т.е. частота следования импульсов увеличится по сравнению с исходной. Изменения частоты при постоянной скорости вращения барабана пропорциональны частотам записанных сигналов и нарушение гармонического строя звуковых сигналов не происходит.

Описанный эффект получают в настоящее время при помощи цифровых устройств. Сигнал разделяют на достаточно короткие отрезки. Затем осуществляют их временно́е сжатие или растяжение. Импульсы цифрового сигнала записывают в ячейки памяти При считывании выборок записанные значения повторяют либо, наоборот, пропускают. Результатом является повышение или понижение высоты тона. При этом тональность может быть сдвинута на какой-то интервал музыкального звукоряда. Таким путем можно «заставить» солиста вторить себе в терцию, в квинту, даже в октаву, т е петь в разных регистрах. Эти, а также многие другие преобразования производит гармонайзер — комбинированный, многофункциональный программируемый прибор Кроме основной функции — смещения спектра — он осуществляет задержки сигнала, имитирует процесс реверберации, частотное и амплитудное, вибрато, тремоло (быструю смену звучания двух, соседних по высоте тонов), арпеджио («разорванные аккорды», подобные аккордам арфы),



одиночное и многократное эхо, многократное повторение какого-то отрывка, создает иллюзию звучания различных ударных инструментов в разных ритмах и т.д.

Наука и техника предоставила в распоряжение людей искусства разнообразные звуковые эффекты: от имитации или подчеркивания естественных звучаний до создания экстравагантных звучаний, не имеющих аналогов в жизни. Все они имеют право на существование, если создаются в художественных целях, а не для того, чтобы поразить слушателя, ударить по его сознанию и чувствам.

В практике ЗВ и звукозаписи иногда возникает необходимость изменить длительность звучания. Это нужно для того, чтобы избежать излишних пауз между передачами или (что чаще) вместить передачу в промежуток времени, заданный сеткой вещания. Если требуемые изменения невелики (6...12 %), их осуществляют изменением скорости движения фонограммы. Возникающие при этом изменения высоты звука на полтона — тон не замечаются слушателями и потому допустимы.

Большие возможности изменения длительности звучания предоставляют цифровые методы. В речевых передачах результат достигается автоматическим изменением длительности пауз. В случае музыкальных передач используют устройство, названное в Германии «растягивателем времени» (Zeitdehner). На основе анализа записанных в цифровую память сигналов определяют частоты колебаний и добавляют или, наоборот, удаляют некоторое количество отрывков звучания. В лучших образцах таких устройств длительность звучания изменяется от половины до удвоенного значения первоначальной длительности. Правда, при этом наблюдаются некоторые погрешности звучания.

Рассмотренные в настоящем разделе устройства помещают в пульт звукорежиссера, а при большом их числе — в стойку звуковых эффектов. Для облегчения управления такими сложными комплексами используют универсальные или специализированные ЭВМ. В их память закладывают типовые программы операций.

## 11.14. Электронные музыкальные инструменты и синтезаторы

До сих пор обсуждались вопросы регулирования и преобразования сигналов, возникающих в микрофонах в результате преобразования акустических сигналов в электрические Особой областью формирования и преобразования сигналов является образование акустических сигналов, большею частью музыкальных, из сформированных особым образом электрических Эти операции выполняют электронные музыкальные инструменты (ЭМИ) и синтезаторы (ЭМС).

Электронные музыкальные инструменты классифицируют по нескольким признакам

1) способу получения исходного напряжения — от генераторов синусоидального, импульсного или шумового напряжений,

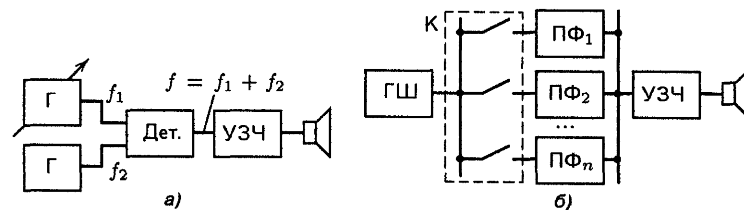



**Рис. 11.56.** Получение звуковых колебаний путем расстройки двух генераторов ВЧ (*а*) и выделением из шумового спектра узких полос (*б*)

2) способу формирования звука — гармоническим путем, т.е. сложением в разных комбинациях и пропорциях синусоидальных напряжений разных частот, а затем получением временнóй огибающей или непосредственно — формированием спектральной и временнóй структур в особых устройствах (модуляторах) под воздействием управляющих напряжений, поступающих от управляющего устройства клавиатуры;

3) числу одновременно извлекаемых звуков — одноголосные и многоголосные;

4) способу извлечения звука — клавишные и грифовые инструменты, инструменты с сенсорным управлением, в которых звуком управляют движением руки в пространстве или по особой двумерной панели.

Размеры колебательных контуров диапазона звуковых частот довольно велики. Поэтому используют идею Л.С. Термена: напряжение звуковых частот получают как результат биений напряжений двух расстроенных друг относительно друга высокочастотных генераторов Г$_1$ и Г$_2$, возникающих на нелинейном устройстве — детекторе (рис. 11.56,*а*). Затем полученное напряжение звуковой частоты усиливается в УЗЧ поступает к громкоговорителю. Идея второго способа заключается в использовании генератора шума ГШ. Его напряжение при помощи клавиатуры К пропускают через ПФ$_1$,...,ПФ$_n$ (рис. 11.56,*б*). Если относительная ширина полосы пропускания фильтра составляет примерно 6 %, получают тонально окрашенный шум, если она менее 2 %, — отчетливо ощущаемый музыкальный тон.

Структура одноголосных ЭМИ изображена на рис. 11.57. Она содержит: генератор вибрато ГВ; генератор высоты тона ГВТ; манипулятор М, формирующий огибающую импульсов; формантные фильтры ФФ, служащие для получения желаемого тембра, регулятор громкости РГ и УЗЧ. Высотой тона управляют при помощи грифа Г или клавиатуры К. Формантными фильтрами управляют при помощи ключей или

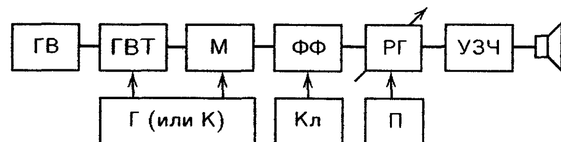



**Рис. 11.57.** Структура одноголосного ЭМИ



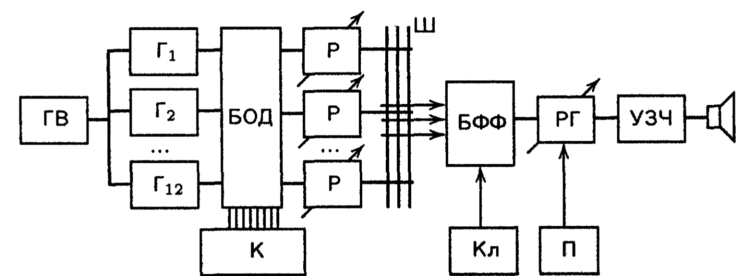



**Рис. 11.58.** Структура многоголосного ЭМИ

кнопок Кл, регулятором громкости — педалью П. Главное назначение одноголосных ЭМИ — ведение мелодии. Они прекрасно проявляют себя и в ансамблевом звучании.

Упрощенная структурная схема многоголосного ЭМИ изображена на рис. 11.58. Она содержит 12 (по числу ступеней хроматической гаммы) генераторов Г, блок октавных делителей БОД, установочные регуляторы Р, смесительные шины Ш, блок формантных фильтров БФФ. Остальные обозначения те же, что и на рис. 11.56. Блок октавных делителей содержит в цепи каждого генератора до пяти делителей частоты на два, чтобы получить звуки более низких октав. Сигналы с выходов БОД в разных комбинациях, определяемых положением установочных регуляторов, поступают на шины, а с них на БФФ. Варианты АЧХ фильтров обеспечивают сходство получаемых тембров, впрочем весьма приблизительное, с тембрами тех или иных традиционных музыкальных инструментов.

Физическими характеристиками любого звука являются распределение уровня (энергии) сигнала во времени и по частоте. Под синтезом музыкальных звуков понимают процессы моделирования уровня, высоты, тембра, огибающей, длительности сигналов, управление этими процессами. В соответствии с этими задачами ЭМС содержат узлы, формирующие эти характеристики и управляющими их изменениями во времени. Поэтому ЭМС содержит управляемые генераторы синусоидальных, П-образных или пилообразных импульсов, генератор шума, генераторы огибающей спектра и временнóй огибающей. В очень упрощенном виде структура ЭМС изображена на рис. 11.59. На схеме К — клавиатура,

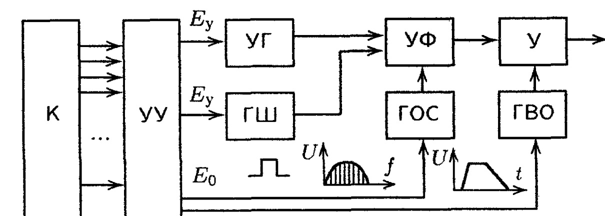



**Рис. 11.59.** Упрощенная структура ЭМС

системой контактов связанная с управляющим устройством (контроллером) УУ Вырабатываемые им управляющие напряжения $E_У$ воздействуют на управляемые генераторы высоты тона УГ или генератор шума ГШ. Далее следуют управляемые фильтры УФ и усилители У, причем на фильтры воздействует генератор огибающей спектра ГОС, а на усилитель У — генератор временно́й огибающей ГВО. Число трактов, изображенных на рис. 11.59, равно числу одновременно формируемых звуков. Развитая система управления позволяет синтезировать звуки самых разнообразных окрасок.

## 11.15. Измерители уровня

Звукорежиссер, формируя сигналы ЗВ, оценивает художественные качества звучания, руководствуясь слухом, эстетическими взглядами, опытом. Никакие измерительные приборы не могут заменить слуха, вкуса, опыта звукорежиссера. Однако субъективный контроль дополняют объективным, поскольку электрические параметры сигналов должны удовлетворять жестким техническим требованиям. Наибольшие уровни сигнала не должны превышать номинальные значения, при которых нелинейные искажения становятся заметными, наименьшие должны быть значительно выше уровня шумов и помех. Для поддержания примерно одинаковой громкости речи и музыки необходимы определенные соотношения их электрических уровней. Дополнительные требования в отношении уровней сигналов, их временны́х и фазовых сдвигов предъявляет стереофония Для объективного контроля сигналов используют измерители уровня, стереогониометры и стереокоррелометры.

Измеритель уровня (ИУ) — особый электронный прибор со стандартизованными или нормируемыми временны́ми (динамическими) параметрами Он предназначен для оценки уровня (величины) сигнала в динамическом режиме с целью контроля результатов регулирования уровней в процессе формирования частей программы, а также для проверки соответствия уровней заданным номинальным значениям в различных точках канала ЗВ на испытательных (измерительных) сигналах, передаваемых до начала сеанса вещания

Главное отличие ИУ от обычных вольтметров переменного тока — наличие в выпрямителе интегрирующей (зарядно-разрядной) цепи с накопительной емкостью Она играет роль своеобразной ячейки памяти для фиксации огибающей выпрямленного значения импульсных напряжений, отображающих сигнал ЗВ Наличие зарядно-разрядной цепи позволяет «запоминать» значение даже кратковременных импульсов сигнала ЗВ на время, необходимое для того, чтобы оператор (звукорежиссер) мог прочесть и осознать показания прибора, следящего за огибающей пиков напряжения сигнала

Измерители уровня классифицируют по принципу действия, виду измеряемых значений уровня, области применения



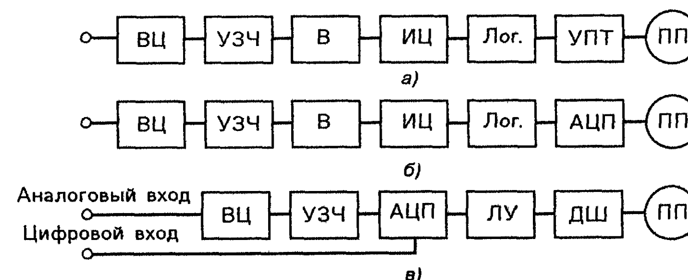



**Рис. 11.60.** Структурные схемы измерителей уровня

По принципу действия и виду подводимого к ИУ сигнала различают приборы: аналоговые с аналоговым же показывающим прибором ПП (рис. 11.60,*а*), аналоговые с дискретным ПП и предшествующим ему АЦП (рис. 11.60,*б*), аналого-цифровые с аналоговым и цифровым входами (рис. 11.60,*в*). Структурные схемы содержат входную цепь ВЦ, УЗЧ, выпрямитель — детектор В, интегрирующую (зарядно-разрядную) цепь ИЦ, логарифматор Лог, усилитель постоянного тока УПТ и показывающий прибор ПП. Логарифматор и УПТ в некоторых видах ИУ отсутствуют. В аналого-цифровых приборах аналоговый сигнал, преобразованный в цифровую форму при помощи АЦП, а цифровой непосредственно подводятся в логическому устройству ЛУ, выполняющему операции выпрямления, интегрирования и логарифмирования, и далее через дешифратор ДШ к дискретному ПП в виде светодиодной матрицы

Входная цепь ИУ содержит трансформатор или фазоинверсный симметрирующий каскад и регулятор чувствительности. Первый служит для перехода от симметричной контролируемой цепи к несимметричной цепи ИУ, второй — для изменения чувствительности до такого значения, при котором отметка шкалы 0 дБ соответствовала бы номинальному уровню в контролируемой точке тракта. Вместо названных узлов ВЦ может содержать операционный усилитель с дифференциальным входом и регулятором усиления. При этом варианте ВЦ отдельный УЗЧ может отсутствовать.

Чтобы ИУ не шунтировал контролируемую цепь и тем самым не нарушал диаграмму уровней при подключении в различные точки тракта, например, пульта звукорежиссера, входное сопротивление ИУ должно быть, по крайней мере, на порядок больше сопротивления цепи в точке его подключения Практически оно обычно равно 5 кОм и даже больше

Усилитель звуковых частот служит для того, чтобы для выпрямления сигнала использовать линейный, а не квадратичный (начальный) участок вольтамперной характеристики диодов и чтобы устранить влияние нелинейности входного сопротивления выпрямителя на контролируемую цепь

Выпрямитель, как правило, двухполупериодный Это исключает зависимость показаний ИУ от полярности включения диода при измерении

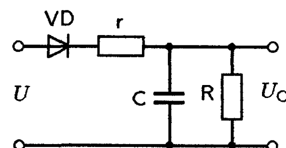



Рис. 11.61. Эквивалентная схема выпрямителя и интегрирующей цепи ИУ

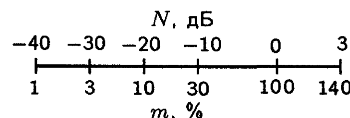



Рис. 11.62. Примерный вид шкалы ИУ

ЗС, осциллограмма которых несимметрична относительно оси времени.

Эквивалентная схема выпрямителя с интегрирующей цепью показана на рис. 11.61 (она аналогична эквивалентной схеме выпрямителя АРУ). Здесь VD — идеальный вентиль, r — сопротивление цепи заряда, включающее в себя выходное сопротивление предыдущей цепи $R_i$ и сопротивление диода в прямом направлении $R_д$. Тогда $\tau_з = rC = (R_i + R_д)C$. Постоянная времени цепи разряда $\tau_р = RC$. Подбором элементов R и C устанавливают желаемый временно́й режим.

Логарифматор необходим, когда желают получить примерно линейную шкалу уровней, градуированную в децибелах.

Усилитель постоянного тока необходим для возможности подачи на ПП (например, микроамперметр) тока и мощности, достаточных для его срабатывания, и исключения воздействия (реакции) ПП на интегрирующую цепь.

В качестве ПП применяют магнитоэлектрический микроамперметр со стрелкой или перемещающимся по шкале световым пятном («зайчиком»), газоразрядную трубку, шаговые дискретные индикаторы (ШДИ) со светодиодной матрицей. Последний вид ПП получил за рубежом название *барграфиндикатора*. Для управления ШДИ при небольшом числе элементов используют АЦП параллельного типа, при большом — последовательного типа.

Широко распространены ПП, шкала которых состоит из цепочки светодиодов. В пределах рабочего диапазона их шкала собрана из светодиодов зеленого или желтого цвета, а в области превышения номинального уровня — из светодиодов красного цвета. Шкалы ИУ располагают горизонтально или вертикально.

Шкалы большинства ИУ проградуированы в относительных значениях уровня, иногда — в значениях коэффициента модуляции $m$ (рис. 11.62). Вблизи отметки 0 дБ шкала обычно растянута, чтобы увеличить точность отсчета уровней вблизи опасной области превышения номинальных уровней Необходимую чувствительность устанавливают установочным регулятором УР на входном измерительном (испытательном) сигнале постоянной уровня

По степени усреднения (интегрирования) выпрямленного напряжения различают измерители пиковых, квазипиковых, средних, минимальных уровней Приборы пикового типа следят за вершинками импульсов, измерители минимальных уровней фактически показывают уровень шумов в паузах сигнала. Чаще всего используют измерители квазипикового типа (англ. название peak program meter, сокращенно PPM). Чтобы обеспечить одинаковость показаний, их динамические параметры регламентированы международными рекомендациями или национальными стандартами.



По ГОСТ 21135 «Измерители уровня квазипиковые. Типы и основные параметры» стандартизованы следующие динамические параметры.

1. Главный динамический параметр — время интеграции $t_и$, которое характеризует точность отображения интенсивностей кратковременных, пиков сигнала. Время интеграции — длительность одиночного входного измерительного радиоимпульса П-образной формы с заполнением синусоидальным напряжением частоты 5 кГц и размахом, соответствующим отметке шкалы 0 дБ. При подаче такого импульса погрешность измерения не должна превышать −2 дБ (−20 %). При более длинных импульсах погрешность будет меньше, при более коротких больше. Вышеназванным ГОСТ установлено значение $t_и = 5$ мс для измерителей пиковых уровней. Наряду с ИУ со стандартизованным $t_и$ в эксплуатации находятся приборы с $t_и = 10$, 20, 60 и даже 200 мс, что приводит к разнобою в оценке уровней в разных точках канала. Показания различных приборов примерно совпадают только на длительных измерительных сигналах.

2. Время срабатывания $t_{ср}$ — промежуток времени между моментом подачи на вход ИУ непрерывного синусоидального напряжения частоты 1 кГц с размахом, соответствующим отметке 0 дБ, и моментом, когда показывающий прибор отметит значение относительного уровня −1 дБ ($t_{ср} = 0{,}1...0{,}2$ с).

3. Время возврата $t_в$ — промежуток времени между моментом выключения непрерывного синусоидального напряжения частоты 1 кГц и размахом, соответствующим отметке 0 дБ, и моментом, когда показания уменьшатся до отметки −20 дБ ($m = 10$ %). Для приборов оперативного контроля, расположенных на пультах звукорежиссера, $t_в = 1{,}7 \pm 0{,}3$ с, для приборов эксплуатационного контроля, находящихся в точках трактов, в которых производится лишь установочное регулирование на измерительных сигналах, $3{,}0 \pm 1{,}0$ с.

4. Динамическая погрешность («переброс») $\delta$ — для стрелочных приборов — разность между максимальным показанием $N_{max}$ при скачкообразной подаче непрерывного синусоидального напряжения и показанием $N_{ст}$ в установившемся режиме. Небольшая динамическая погрешность несколько уменьшает ошибки, вызванные неполным зарядом конденсатора интегрирующей цепи, значительная динамическая погрешность (более 1 дБ, или 10 %) недопустима, завышает показания, дает превратное представление о значении сигнала, что приводит к систематическому занижению коэффициента модуляции передатчика и неполному использованию усилительных устройств. Допустимое значение $\delta < 1$ дБ (10 %)

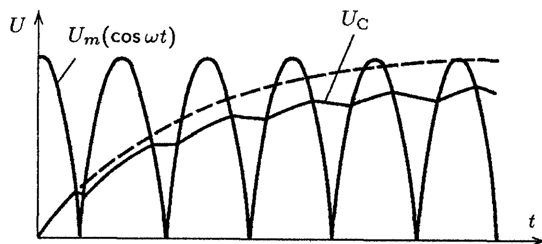



**Рис. 11.63.** Процесс заряда конденсатора

Помимо динамических нормируются также, как и для обычных измерительных приборов, измеряющих стационарные или медленно меняющиеся напряжения: полоса частот, неравномерность АЧХ в этой полосе, допустимые погрешности, обусловленные изменением температуры, питающих напряжений, продолжительностью непрерывной работы и другими факторами.

Рассмотрим подробнее принцип действия ИУ квазипикового типа.

Характеристика выпрямления $U_{\text{вых}} = kU_{\text{вх}}^{\gamma}$ должна быть линейной, т.е. $\gamma = 1$. Ввиду трудностей получения линейной характеристики допускают в приборах эксплуатационного контроля большее значение $\gamma$ (до 1,4). Некоторые сигналы ЗВ несимметричны относительно оси времени. Асимметрия достигает 8 дБ. Измеритель уровня с однополупериодным выпрямителем будет измерять уровень только одной полуволны. Показания такого ИУ зависят от полярности включения диода. Во избежание этого в ИУ всегда применяют двуполупериодное выпрямление. Примем, что на входе выпрямителя $u = U_m \cos\omega t$. Тогда ЭДС эквивалентного генератора изменяется по закону $u = U_m|\cos\omega t|$. Пока $u > U_C$ вентиль VD открыт и на конденсаторе накапливается заряд (рис. 11.63). Как только $u$ станет меньше $U_C$, вентиль закроется и до начала следующего цикла заряда конденсатор разряжается через R. По мере нарастания $U_C$ скорость заряда уменьшается. Наконец, наступает динамическое равновесие между процессами заряда и разряда, и на конденсаторе устанавливается пульсирующее напряжение со средним значением $u_0 \approx U_m$. Пока постоянная времени цепи заряда $\tau_з$ соизмерима с периодом выпрямляемого сигнала $T$, процесс заряда зависит от многих причин, в том числе от фазы напряжения в момент включения. Этот процесс носит ступенчатый характер При $T \ll \tau_з$ начальная фаза практически не влияет на время заряда, а сам процесс можно считать непрерывным, т.е можно полагать, что среднее значение напряжения на конденсаторе в течение одного полупериода не изменяется

Подадим на вход ИУ импульс с П-образной огибающей и косинусоидальным заполнением (рис 11 64,*а*) Тогда процессы заряда и разряда конденсатора будут изображаться графиком *1*, а движение стрелки ИУ — графиком *2* (рис 11 64,*б*) Показания ИУ повторяли бы график *1* лишь в том случае, если бы ПП не был бы инерционен. Чтобы мак-



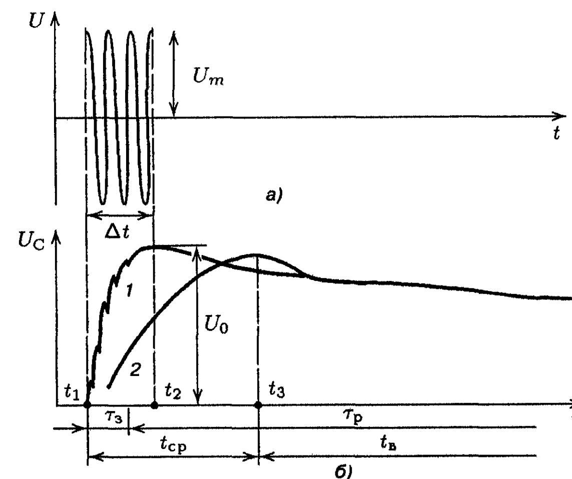



**Рис. 11.64.** К объяснению действия ИУ квазипикового типа

симальное отклонение стрелки ПП точнее соответствовало напряжению измеряемого импульса $U_m$, необходимо максимальное напряжение на конденсаторе $U_C$ сделать близким к $U_m$. Для этого постоянная времени заряда $\tau_з$ должна быть значительно меньше длительности импульса $\Delta t = t_2 - t_1$. Чтобы показания ИУ точнее соответствовали напряжению измеряемого импульса, необходимо также обеспечить медленный разряд конденсатора. Для этого $\tau_р \gg \tau_з$. Обратное движение стрелки ПП практически будет совершаться по закону изменения напряжения на конденсаторе в процессе разряда.

Приборы квазипикового типа приняты в качестве стандартных в странах СНГ, большинстве стран Европы, Японии.

В США, Франции и некоторых других странах, а у нас в бытовой аппаратуре звукозаписи используют так называемые волюметры (volume units — единицы громкости) с $t_и$ = 0,2...0,3 с. Показания этих приборов более соответствуют воспринимаемому уровню громкости. При контроле результатов регулирования уровней по этим приборам воспринимаемые на слух громкости музыкальных и речевых звучаний сближаются, что полезно с позиции потребителя-слушателя. Оценка уровня пиков сигнала производится в этом случае ориентировочно. Полагают, что сигналы с большой разницей между квазипиковыми и средними значениями уровня (речь, музыкальные отрывки отрывистого звучания — «пиччикато») имеют пики на 10 12 дБ (в 3. .4 раза по напряжению) более показаний VU-метра

Для цифровой аппаратуры опасно даже небольшое превышение номинального уровня ввиду возможности перегрузки АЦП и резкого возрастания вследствие этого нелинейных искажений. Поэтому в цифровой аппаратуре используют измерители пиковых уровней с $t_и$ порядка 0,1 мс

Были разработаны так называемые панорамные ИУ, отображающие уровни на дисплее за некоторый промежуток времени (несколько секунд), но они не нашли широкого применения в студийной технике.

Существуют ИУ, которые показывают одновременно квазипиковые и средние значения уровня или кроме текущего значения уровня отмечают максимальный уровень за большой промежуток времени. Известны приборы, которые квазипиковые и средние значения уровня отображают в узких частотных полосках, обычно октавных, причем средние значения высвечиваются одним цветом, например зеленым, квазипиковые — другим, например, желтым, а уровни, превышающие номинальное значение, — красным. Такие усовершенствования помогают звукорежиссеру более уверенно регулировать уровни сигналов.

Однако вопрос о создании прибора, показания которого более правильно отображают уровни и громкости речевых и музыкальных сигналов с учетом интенсивностных, временны́х и частотных свойств слуха, по-прежнему актуален, и использование VU-метров и комбинированных приборов пока не дает полного решения этого вопроса.

## 11.16. Контроль стереосигналов

Объективный контроль стереосигналов ведут при помощи двух ИУ и стереогониометра или стереокоррелометра. Показания ИУ отображают соотношения уровней в правом и левом каналах стереопары.

Стереогониометр (рис. 11.65) дает представление о соотношении фаз и интенсивностей сигналов *Л* и *П*. На две пары отклоняющих пластин осциллографической трубки подают сигналы *Л* и *П*. Если два одинаковых микрофона при записи расположены близко друг к другу, а источник звука находится от них на равном расстоянии, то выходные сигналы последних одинаковы и строго сфазированы. На экране трубки появится вертикальная черта. Ее длина изменяется в соответствии с изменениями интенсивности сигнала. Если напряжения (уровни) на выходах микрофонов не равны, наклон светящейся линии меняется. Если один из сигналов *Л* (или *П*) отсутствует, наклон прямой достигает 45°. Если микрофоны разнесены на некоторое расстояние и их напряжения сфазированы, экран покрывается сложным узором, имеющим эллипсообразную форму и вытянутым по вертикали.

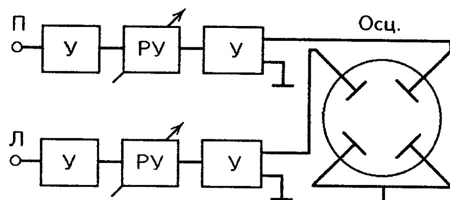



**Рис. 11.65.** Структурная схема стерегониометра



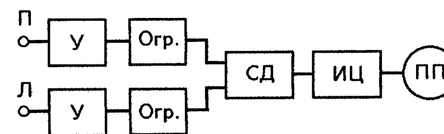



**Рис. 11.66.** Структурная схема стереокоррелометра

Если уровни различны, большая ось эллипса наклоняется влево или вправо. При противофазных напряжениях близко расположенных одинаковых микрофонов прямая на экране трубки приближается к горизонтальному положению, а при смеси сложных сигналов и разнесенных микрофонах возникают эллипсовидные фигуры, растянутые по горизонтали.

Стереокоррелометр (рис. 11.66) позволяет судить только о правильности фазировки и совместимости сигналов *Л* и *П*. В этом приборе входные напряжения усиливаются, ограничиваются безынерционными ограничителями. Затем полученные меандры напряжения подаются на входы синхронного детектора СД, интегрирующую цепь ИЦ и стрелочный показывающий прибор ПП. Последний отображает коэффициент корреляции сигналов $R_{\text{к}}$, свидетельствует о мере близости сигналов, независимо от их интенсивности. Удовлетворительной совместимости соответствует $R_{\text{к}} = 0{,}3\dots0{,}7$. При отсутствии одного или обоих напряжений или, если напряжения не коррелированны, $R_{\text{к}} = 0$. При равнофазных коррелированных сигналах $R_{\text{к}} = +1$. При противофазных когерентных сигналах $R_{\text{к}} = -1$.

Наглядное сопоставление показаний стереокоррелометра и стереогониометра дает рис. 11.67. Приведенные виды изображают различные случаи соотношения сигналов: а) в правом (или левом) тракте нет сигнала, КИЗ слева (или справа); б) интенсивность и фазы сигналов *П* и *Л* одинаковы, КИЗ — в середине базы, сигналы совместимы; в) интенсивности сигналов *П* и *Л* одинаковы, фазы противоположны, стереосигналы не совместимы; г) фазы сигналов нескольких источников близки, когерентны и совместимы; д) стереосигналы когерентны, но противофазны; е) смесь сигналов некогерентна или фазы стереосигналов сдвинуты на ±90°.

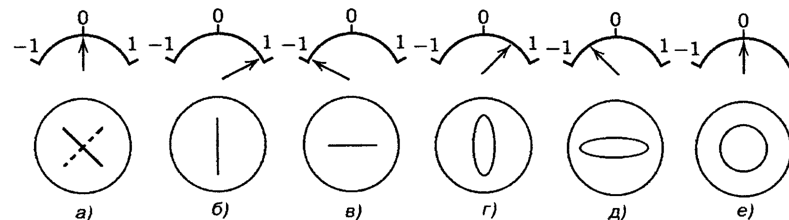



**Рис. 11.67.** Сравнение показаний стереокоррелометра (*а*) и стереогониометра (*б*) при разных соотношениях уровней сигналов *Л* и *П*

Представляет интерес комбинация стереогониометра с коррелометром, называемая стереодисплеем. На его экране помимо эллипсовидных фигур, дающих информацию о содержании, имеется горизонтальная шкала, вдоль которой движется указатель в виде стрелки, показывающий разность фаз от 0 до 180°.

## 11.17. Пульты звукорежиссера

Пульт звукорежиссера (ПЗ) — главное, наиболее сложное оборудование аппаратных ЗВ. При помощи пульта формируются электрические сигналы программ ЗВ. Структура пультов по мере развития ЗВ усложнялась. Первые пульты представляли собой сочетание нескольких входных трактов с индивидуальными регуляторами уровня и одного выходного с общим регулятором. Увеличивалось число входных и выходных трактов, их стали оснащать кроме регуляторов уровня различными регуляторами тембра, вместо одной появились две ступени смешивания сигналов. Ряд устройств преобразования и регулирования сигналов был вынесен за пределы пульта. Операции регулирования и преобразования сигналов стали выполняться не только в аналоговой, но частично или полностью в дискретной (цифровой) форме. Пульты стали многофункциональными. В качестве устройств регулирования и преобразования сигналов стали использовать универсальные или функциональные процессоры, управляемые специальными программами.

Традиционное построение пульта иллюстрируется рис. 11.68. Источники сигналов подключаются ко входным трактам через коммутатор $K_1$. Далее сигналы через групповой смеситель — коммутатор $K_2$ поступают на групповые тракты, групповой смеситель — коммутатор $K_3$, выходные тракты, выходной коммутатор — коммутатор исходящих линий

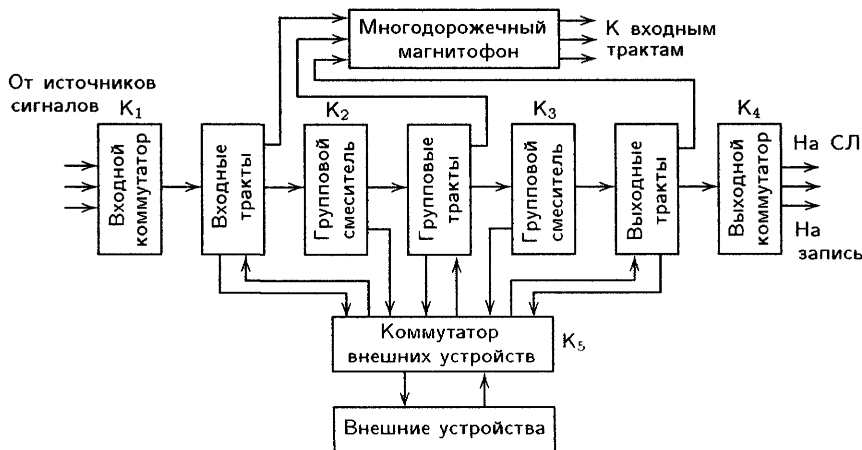



**Рис. 11.68.** Упрощенная структурная схема пульта с закрепленным назначением трактов регулирования



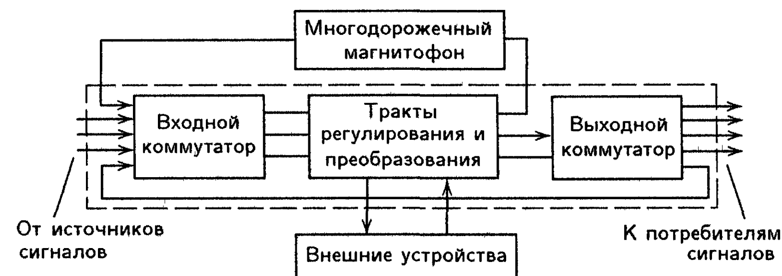



**Рис. 11.69.** Упрощенная структурная схема пульта с произвольным назначением трактов регулирования

$K_4$, записывающие устройства (например, магнитофоны) или на линии, идущие в центральную аппаратную ЦА радиодома РД или телевизионного центра ТЦ. Внешние устройства ВУ регулирования и преобразования сигналов подключают к пульту через коммутатор внешних устройств $K_5$. Таким образом организуется несколько ступеней регулирования. Назначение органов каждой ступени строго определено. Число входных трактов достигает нескольких десятков, промежуточных — от 4 до 10, выходных — от 2 до 6. Существуют пульты, в которых число входных, промежуточных и выходных трактов одинаково. К выходу пульта подключают многодорожечный магнитофон. С его помощью формируют и редактируют части программы. Таковы, например, отечественные пульты второго и третьего поколений серии «Перспектива».

Современные пульты обычно имеют свободно формируемую, гибкую структуру, представленную на рис. 11.69. Тракты не имеют четкого назначения. Любой тракт может быть использован как входной, промежуточный или выходной. Их соединяют в желаемой последовательности через входной и выходной коммутаторы. Любой тракт может быть подключен к внешним устройствам и многодорожечному магнитофону. Такую структуру имеют, например, аналоговые пульты Neve (Великобритания), BEAG (Венгрия) и некоторые цифровые пульты. Последние дополняются АЦП и ЦАП и устройствами преобразования цифровых стандартов В них изменяются частота дискретизации, число разрядов, вспомогательные коды в соответствии с цифровым форматом, принятым в данном пульте.

Устройства регулирования и усиления сигналов каждого тракта пульта объединяют конструктивно в кассеты («линейки»). Каждая кассета содержит соединенные цепочкой входной регулятор со ступенчатым изменением затухания в пределах 60 дБ через 10 дБ, регулятор уровня с плавным изменением затухания в пределах от нуля до 60 ..80 дБ и положением «отключено», иногда стереорегуляторы, блок регуляторов АЧХ (регуляторов тембра) или трех-четырехполосный эквалайзер, микрофонный и разделительный усилители, развитую систему коммутации и контроля, содержащую индикатор превышения номинального уровня

или простейший ИУ со светодиодным ПП. Внешние устройства звуковых эффектов, в том числе ревербер態, включают в разрыв цепи обычно до регулятора уровня. Ко входу кассеты посредством переключателя подключают три основных источника: микрофон студии, линии высокого уровня от других аппаратных и магнитофона, генератор звуковых частот (для настройки и контроля пульта). Выход кассеты соединен с устройством коммутации. Для контроля к выходу кассеты можно подключить основные ИУ пульта и контрольные агрегаты (громкоговорители).

В кассетах некоторых пультов содержатся по два РУ: один предназначен для регулирования уровня в процессе записи, второй используют, не трогая положения первого, при сведении фонограмм в процессе редактирования и формирования программы.

На входе и выходе цифровых пультов включены соответственно АЦП и ЦАП и преобразователи цифровых форматов. Последние необходимы для преобразования сигналов цифровых СЛ и внешних устройств звуковых эффектов с форматами, отличными от формата сигналов пульта.

Органы управления пультом условно подразделяют на оперативные и неоперативные. К первым относят РУ, ко вторым — регуляторы АЧХ, устройства звуковых эффектов, коммутационные устройства. Общее число органов управления достигает нескольких сот. Доля неоперативных органов управления достигает 90...95 % общего количества. Наиболее трудоемка и сложна подготовка пульта к действию, т.е. установка органов управления в исходное положение. Она занимает значительную часть времени работы звукорежиссера. Положение неоперативных органов управления традиционно фиксировалось записью на бумаге. Нарушая эту традицию, звукорежиссер Сочинского ТЦ О.П. Белов более 35 лет тому назад предложил использовать для этой цели устройства электронной памяти. Он же разработал схему автоматической установки органов управления в заданные при репетициях положения. Однако отечественные разработчики аппаратуры и производственники этими предложениями не заинтересовались. Зато в современных зарубежных пультах эти идеи реализуются. Такие усовершенствования тем более необходимы, что при обилии органов управления возрастает опасность ошибок и неправильных действий звукорежиссера. А.П. Полстяной рассчитал вероятность безошибочных действий и операций звукорежиссера в зависимости от сложности структуры пульта (структура обозначается дробью, в которой числитель — число входов, знаменатель — число выходов):

| Структура пульта | 6/2 | 12/4 | 24/8 | 24/24 |
|---|---|---|---|---|
| Вероятность безошибочных действий, % | 99,5 | 99,0 | 98,0 | 95,0 |

Из этих данных видно, насколько необходима автоматизация некоторых процессов подготовки пульта к действию. Следует также отметить, что стремление фирм-изготовителей пультов расширить функциональные возможности пультов приводит подчас к обратному эффекту, сдерживает творческие возможности звукорежиссера, так как он не в состоянии оперативно управлять многочисленными рукоятками, клавишами, кнопками и даже не всегда знает их назначение. Проблема взаимоотношений оператора-звукорежиссера и машины-пульта приобретает все более острый характер и требует участия психологов, дизайнеров, инженеров.



## Контрольные вопросы

1. В чем заключаются операции регулирования и преобразования сигналов ЗВ? Каковы цели этих операций?
2. Какие органы регулирования, управления и контроля содержатся в пульте звукорежиссера?
3. Изобразите структуру пульта с жестким и свободным назначениями трактов.
4. Почему микрофонные (входные) усилители пультов должны обладать малым уровнем собственных помех (шумов) и большим отношением С/П?
5. Чем различаются понятия: корректирование АЧХ, регулирование тембра (спектра), частотные предыскажения? Каковы цели этих преобразований сигнала?
6. Почему инерционные автоматические регуляторы уровня не создают заметных нелинейных искажений?
7. Назовите функции: сжимателей и расширителей динамического диапазона, ограничителей максимальных и минимальных уровней, устройств регулирования среднего уровня.
8. По каким соображениям выбирают временны́е (динамические) параметры автоматических регуляторов уровня?
9. Что называют амплитудной и регулировочной характеристиками?
10. Почему в ограничителе максимальных уровней и сжимателе применяют обратное регулирование, а в расширителе — прямое?
11. Перечислите статические и динамические способы шумоподавления в каналах ЗВ.
12. Почему эффективность подавления помех автоматическими регуляторами уровня увеличивается при разделении спектра сигнала по частоте на несколько частей?
13. Изобразите структурные схемы измерителей квазипиковых и средних значений уровня, объясните назначение и принципы действия их звеньев.
14. Сравните принципы действия, достоинства и недостатки различных устройств искусственной реверберации.
15. Как изменяются статистические параметры сигналов ЗВ, тембр, громкость, разборчивость, отношение С/П, относительная средняя мощность при преобразовании сигналов ручными и автоматическими устройствами? Каковы положительные и отрицательные стороны этих изменений?
16. Постройте амплитудную характеристику сжимателя, аналитическое выражение которой $U_{m\text{вых}} = kU_{m\text{вх}}^{0,6}$. Каков выходной динамический диапазон такого сжимателя, если входной составляет 40 дБ?
17. Рассчитать и построить в единицах уровня амплитудную характеристику ограничителя максимальных уровней с обратным регулированием, в котором при превышении входного номинального уровня на 20 дБ выходной уровень возрастает не более, чем на 1 дБ. Номинальные входной и выходной уровни принять равными 0 дБ.

*Глава 12*

# Цифровое представление звуковых сигналов

## 12.1. Аналого-цифровое преобразование

Среди методов цифрового представления звуковых сигналов (ЗС) наиболее известна импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Процедура преобразования аналогового сигнала в цифровой состоит из трех операций: дискретизации по времени, квантовании полученной совокупности отсчетов и замене квантованных значений сигнала последовательностью чисел (кодировании).

Аналоговый сигнал при аналого-цифровом преобразовании представляется последовательностью чисел (цифр), которая при обратном цифро-аналоговом преобразовании преобразуется в исходные непрерывные изменения напряжения во времени, т.е. исходный аналоговый ЗС. В простейшем случае преобразование можно представить как результат измерения мгновенных значений напряжения через постоянные промежутки времени (дискретизации) с последующим преобразованием полученной совокупности отсчетов в цифровую последовательность чисел, каждое из которых может запоминаться и далее подготавливаться для обработки и передачи.

Процесс аналого-цифрового преобразования звуковых сигналов в цифровую последовательность показан на рис. 12.1 Здесь в верхней части (рис. 12 1,*а*) изображен исходный аналоговый ЗС, в средней части (рис 12.1,*б*) — процесс дискретизации (по оси ординат отложены мгновенные значения дискретизированного сигнала в вольтах, а по оси абсцисс — текущее время), в нижней части (рис 12 1,*в*) дан результат преобразования отсчетов в соответствующие им кодовые слова (процедура кодирования), представленные на этом рисунке в виде нулей и единиц. При этом строка «Передача» (или «трансмиссия») соответствует кривой изменения напряжения во времени при последовательной во времени цифровой передаче полученной последовательности чисел (кодовых слов) Это так называемый код NRZ (изображен в средней части рис 12 1,*в*) Естественно, при параллельной передаче каждая цифра нуждалась бы в собственной шине (линии) данных В данном случае цифровое напряжение в каждой такой отдельной линии изменялось бы с гораздо меньшей скоростью, чем это показано на рис 12 1,*в*



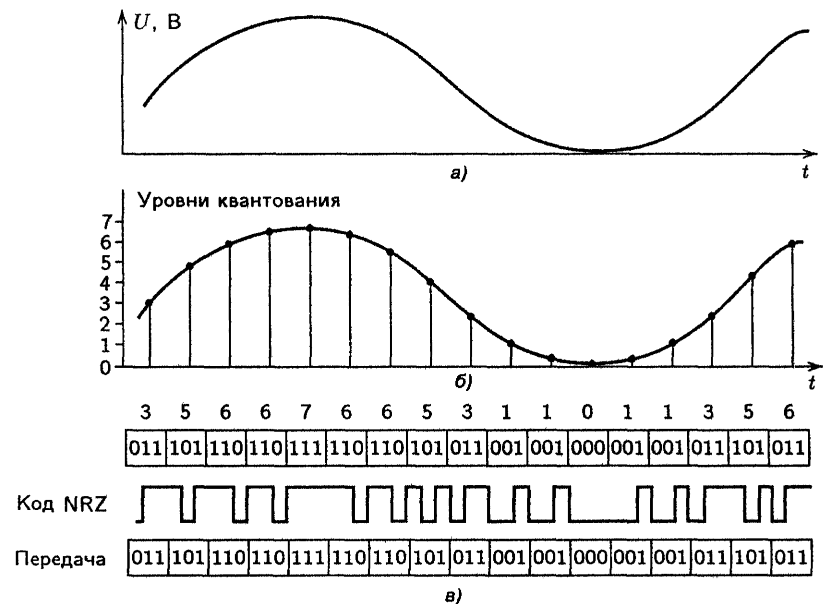



**Рис. 12.1.** К цифровому представлению звуковых сигналов: *а* — исходный аналоговый ЗС; *б* — представление непрерывного сигнала дискретной последовательностью отсчетов; *в* — кодирование отсчетов в двоичной системе счисления и передача кодовых слов ступенчато изменяющимся во времени напряжением; NRZ — Non Return to Zero

В устройстве, осуществляющем ИКМ (рис. 12.2,*а*), входной сигнал $s_{\text{вх}}(t)$ ограничивается по полосе антиэлайзинговым фильтром нижних частот ФНЧ и далее поступает в АИМ-модулятор, выходной сигнал которого представляет собой временну́ю последовательность отсчетов или выборок (рис. 12.1,*б*), отстоящих один от другого на интервал времени $T_д$, называемый ***периодом дискретизации.*** Величина $f_д$, обратная периоду (интервалу) дискретизации $T_д$ ($f_д = 1/T_д$), называется ***частотой дискретизации.*** Частоту, равную половине частоты дискретизации, называют частотой Найквиста $f_n$.

Сигнал, показанный на рис. 12 1,*б*, называется *дискретным*. Спектр такого сигнала (рис. 12.2,*в*) содержит низкочастотную компоненту (заштрихованная область), тождественную по форме спектру входного сигнала, и множество высокочастотных компонент, каждая из которых состоит из двух боковых полос модуляции, расположенных вокруг частоты дискретизации или ее гармоники. Теоретически спектр такого колебания при длине выборки, стремящейся к нулю, простирается до бесконечности. При этом уровень его спектральных компонент оказывается сколь угодно малым. Здесь и ниже, излагая суть АЦП и ЦАП, будем различать такие понятия, как отсчет и выборка. Под отсчетом будем понимать импульс очень малой длительности, по крайне мере не пре-

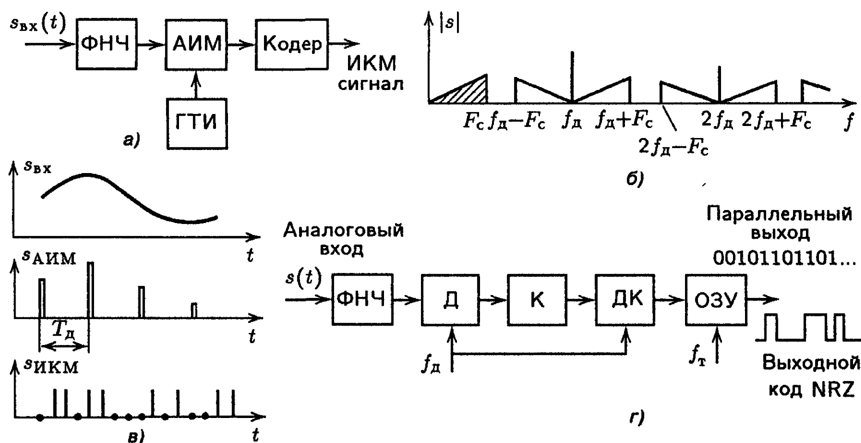



**Рис. 12.2.** Устройство, осуществляющее ИКМ (*а*), временная диаграмма процесса ИКМ (*б*), спектр дискретизированного сигнала (*в*) и схема ИКМ-кодера (*г*); Д — дискретизатор; К — квантователь; ДК — преобразователь в двоичный код

вышающей $0{,}1T_д$, амплитудное значение которого равно мгновенному значению сигнала в текущий момент времени. Строго говоря, за время взятия отсчета мгновенное значение сигнала не должно измениться. Далее это значение сохраняется постоянным (запоминается) на интервале времени $T_в$ (до момента времени взятия следующего отсчета временно́й функции). И этот уже удлиненный импульс будем называть выборкой сигнала. Выбор длительности выборки играет важную роль. Но об этом будет сказано чуть позже. В кодере (рис. 12.2,*а*) выходной сигнал АИМ-модулятора квантуется по уровню и кодируется. Квантование и кодирование, как правило, осуществляются общим функциональным блоком, однако при анализе качественных характеристик метода ИКМ удобно рассматривать эти операции раздельно. Рассмотренная схема является простейшей. Если АИМ-модулятор предназначен для работы в одноканальном варианте, то мгновенное значение сигнала в момент взятия отсчета запоминается на максимально возможное время, равное периоду дискретизации $T_д$. Это связано с тем, что чем больше длительность выборки $T_в$, тем уже спектр и больше мощность звуковой составляющей дискретизированного сигнала. Если модулятор предназначен для работы в многоканальной системе, то длительность выборки определяется числом звуковых каналов $N_к$: $T_в = T_д/N_к$. Во всех случаях длительность выборок при дискретизации сигнала должна быть больше времени преобразования $T_п$ отсчета в цифровой код.

В кодере каждый квантованный отсчет преобразуется в двоичный код — кодовое слово с определенным числом разрядов $m$. Кодовые слова отсчетов хранятся в оперативном запоминающем устройстве ОЗУ (рис. 12.2,*г*) и могут выдаваться в параллельном или последовательном коде. Если АИМ-модулятор работает со звуковым сигналом только одного канала, тогда данные выдаются в последовательном коде после окончания выборки (отсчета). Тактовая частота $f_т$ генератора тактовых импульсов ГТИ выбирается такой, чтобы длительность отсчета равнялась бы $T_д$. ОЗУ выполняет также функцию канального кодера NRZ.



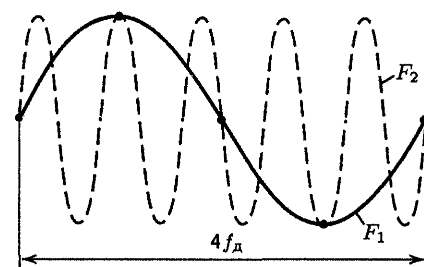



**Рис. 12.3.** К дискретизации аналогового звукового сигнала

Если АИМ-модулятор работает совместно с *мультиплексором*, объединяющим несколько звуковых сигналов в один цифровой поток, то с ОЗУ двоичные данные выдаются с частотой дискретизации в параллельном двоичном коде также после окончания двоичного кодирования. Считывание данных с мультиплексора осуществляется в последовательном коде, и он одновременно выполняет функцию канального кодера NRZ. В этом случае требуемая тактовая частота определяется равенством $f_т = N_k m f_д$.

Реальные ИКМ-преобразователи содержат и некоторые другие функциональные блоки, уменьшающие погрешности преобразования, что будет рассмотрено ниже.

**Дискретизация.** Значение частоты дискретизации ограничивает разрешающую способность аналого-цифрового преобразования во времени и, следовательно, возможную наивысшую частоту сигнала на входе АЦП. Наглядной иллюстрацией этого служит рис. 12.3. Процедура дискретизации с одной и той же частотой $f_д$ представлена на рисунке одновременно для двух тональных сигналов низкой ($F_1$ — сплошная линия) и высокой ($F_2$ — штриховая линия) частот. В обоих случаях после дискретизации имеем идентичные временны́е последовательности отсчетов. Следовательно, сигналы этих двух частот $F_1$ и $F_2$ нельзя различить и после обратного преобразования правильно восстановить (реконструировать).

В соответствии с теоремой отсчетов Котельникова неискаженная передача непрерывного (аналогового) сигнала с полосой частот $0 \ldots F_{max}$ дискретной последовательностью его отсчетов возможна только в том случае, если частота $f_д$ связана с максимальной частотой $F_{max}$ исходного сигнала соотношением

$$f_д \geqslant 2F_{max}. \qquad (12.1)$$

Итак, если требуется передать синусоидальное колебание с частотой 20 кГц, то требуемая частота его дискретизации должна быть более 40 кГц, лишь в этом случае возможно точное восстановление непрерывного сигнала. Все сигналы, частота которых $F > f_д/2$, при восстановлении интерпретируются неправильно и трансформируются в сигналы более низкой частоты.

Дискретизированный сигнал можно представить в следующих двух формах записи:

$$s(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ s(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t) \right] dt; \qquad (12.2а)$$

$$s(\theta) = s(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta[(m - n)\Delta t], \quad \theta = n\Delta t, \qquad (12.2б)$$

где $s(t)$ — исходный аналоговый сигнал; $\Delta t$ — интервал (период, шаг) дискретизации, причем $T_д = \Delta t = \text{const}$; $n = 0, 1, 2, ...$; $\delta(t)$ — функция Дирака; $\delta(m)$ — функция отсчетов, причем

$$\delta(m) = \begin{cases} 1 & \text{при } m = 0, \\ 0 & \text{при } m \neq 0, \end{cases} \qquad (12.2в)$$

$\delta(n)$ — моменты появления отсчетов ЗС.

При передаче ЗС или его обработке шаг дискретизации $T_д$ не обязан быть одним и тем же в разных трактах канала или на разных стадиях обработки.

Рассмотрим теперь условия выбора частоты $f_д$. Из рис. 12.2,*б* следует, что чем больше $f_д$ по сравнению с $F_{max}$, тем дальше в спектре дискретизированного сигнала разнесены частоты $F_{max}$ и $f_д$ и тем легче в ИКМ-демодуляторе отфильтровать полезный сигнал. В то же время скорость цифрового потока при ИКМ прямо пропорциональна значению $f_д$. С точки зрения повышения эффективности канала связи при передаче сигналов ЗВ желательно насколько это возможно снизить $f_д$. Однако выбор слишком низкого ее значения может привести к уменьшению допустимого значения $F_{max}$ и как следствие к ухудшению качества передачи. Поэтому значение $f_д$ выбирают исходя из компромисса между требуемым качеством звуковоспроизведения и допустимой скоростью цифрового потока. Влияют на выбор $f_д$ и системные факторы. Поскольку в системах связи сигналы ЗВ кодируются и передаются совместно с другими, например с телефонными сигналами, то частота дискретизации ЗС должна быть кратна частоте дискретизации телефонного сигнала. В противном случае в общей структуре цифрового потока системы связи невозможно обеспечить передачу широкополосных сигналов ЗВ вместо нескольких телефонных. С учетом этих соображений при АЦП сигналов ЗВ в цифровых трактах первичного и вторичного распределений программ для ЗС с $F_{max} = 15$ кГц принято значение $f_д = 32$ кГц, что соответствует учетверенному значению $f_д$ для сигнала в телефонном канале.

В системах телевидения при передаче цифровых сигналов звукового сопровождения во избежание биений между гармониками строчной частоты и частоты дискретизации значение $f_д$ выбирается кратной частоте строчной развертки В трактах формирования программ при $F_{max} = 20$ кГц принято значение $f_д = 48$ кГц, в лазерных проигрывателях и бытовых магнитофонах $f_д = 44{,}1$ кГц



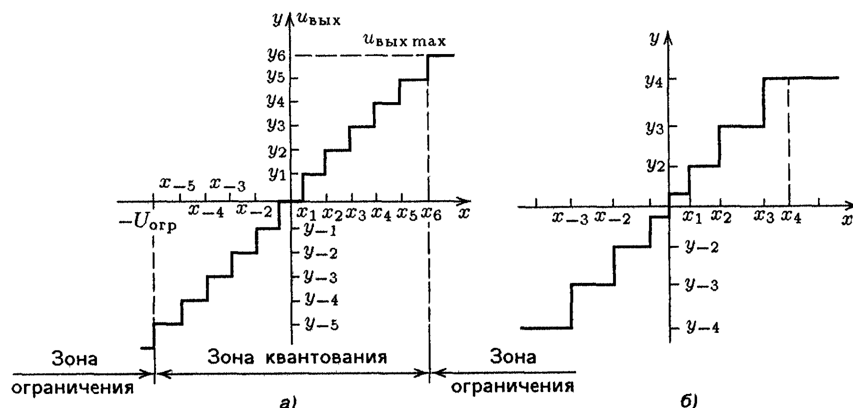



**Рис. 12.4.** Равномерная (*а*) и неравномерная (*б*) характеристики квантования: $x$ — мгновенное значение сигнала на входе квантователя; $y$ — мгновенное значение сигнала на выходе квантователя

Борьба с погрешностями цифрового преобразования из-за возможной нестабильности частоты дискретизации сводится к ограничению полосы частот ЗС фильтрами с полосой пропускания от 0 до $F_{max}$ на входе АЦП и выходе ЦАП и к выполнению требования теоремы Котельникова. Предъявляются жесткие требования к крутизне спада частотных характеристик ФНЧ за пределами полосы пропускания и стабильности частоты тактовых генераторов.

**Квантование.** При квантовании непрерывному множеству мгновенных значений отсчетов аналогового сигнала ставят в соответствие конечное множество уровней квантования. Иначе говоря, каждый отсчет заменяется ближайшим к нему разрешенным значением. Расстояние между соседними разрешенными уровнями квантования называют *шагом квантования.* Процедуру квантования можно рассматривать как результат прохождения входного сигнала через устройство с амплитудной характеристикой ступенчатой формы (рис. 12.4), которая называется *характеристикой* (или шкалой) *квантования.* Если в пределах этой характеристики шаг квантования постоянен ($x_i - x_{i-1} = \Delta$ и $y_i - y_{i-1} = \Delta$), то квантование называют *равномерным* (рис. 12.4,*а*). Этот простейший вид квантования удобен для начального цифрового представления ЗС с целью их последующей обработки, а также последующего сокращения избыточности цифровых сигналов при передаче их по каналам связи. Равномерное квантование часто служит также первым этапом для последующего неравномерного квантования.

Наряду с частотой дискретизации точность передачи сигнала при его цифровом представлении зависит от того, как далеко отклоняется последовательность чисел после АЦП от истинных значений исходного аналогового сигнала (рис 12 5,*а*). Квантование сигналов неизбежно сопровождается погрешностью Разность между исходными и кванто-

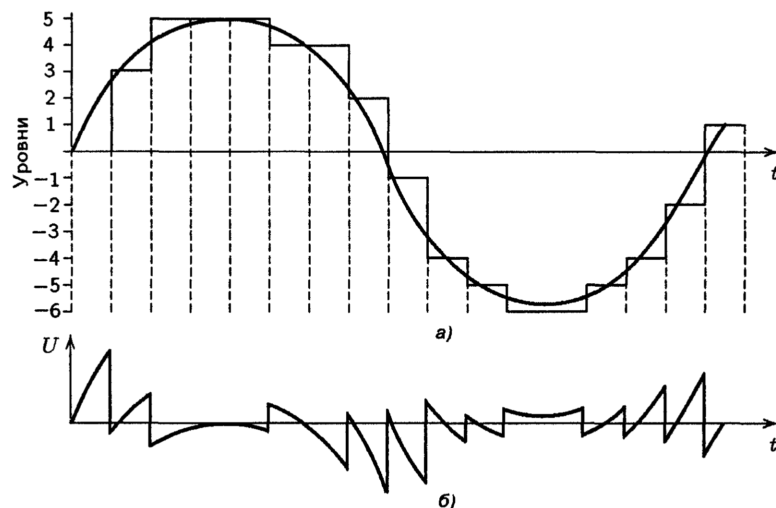



**Рис. 12.5.** К появлению шумов (искажений) квантования: *а* — квантование непрерывного сигнала; *б* — изменяющаяся во времени разность между мгновенными и квантованными значениями сигнала (погрешность квантования)

ванными отсчетами изображена на рис. 12.5,*б*. Эту разность называют *шумом квантования*. Чем меньше шаг $\Delta$ при квантовании отсчетов дискретизированного сигнала, тем меньше по уровню шум квантования. Он возникает в результате детерминированного нелинейного преобразования входного сигнала и имеет неслучайный характер. Поэтому при квантовании правильнее говорить об *искажениях*, а не о шумах *квантования*.

Характеристика квантования (см. рис. 12.4,*а*) имеет две зоны: квантования при $u_{\text{вх}} < U_{\text{огр}}$ и ограничения при $u_{\text{вх}} > U_{огр}$. Зона квантования является рабочей областью характеристики. В ее пределах выполняется квантование сигнала. Если мгновенное значение сигнала выйдет за пределы зоны квантования, то выходное напряжение будет оставаться неизменным и равным $U_{\text{вых max}}$ независимо от значения $u_{\text{вх}}$. Возникающие при этом искажения имеют характер безынерционного ограничения сигнала и считаются недопустимыми. Разность между исходным и ограниченным сигналами называют *шумом ограничения*. Итак, *квантование* — это безынерционно-нелинейное преобразование сигнала, при котором (в отличие от дискретизации) сигнал нельзя передать со сколь угодно малой ошибкой ни при каком конечном шаге квантования.

**Кодирование.** Этой процедурой называют представление каждого уровня квантования $y_i$ из множества $\{y_i\}$ или каждого квантованного отсчета $s(\theta_i)$ из множества $\{s(\theta_i)\}$ соответствующей ему конечной кодовой группой символов, называемой *кодовым словом*. Если код выбран и множество его слов есть $A$, то операция кодирования представляет собой взаимно однозначное отображение множества $\{s(\theta_i)\}$ в множество $A$. Чаще всего кодирование заключается в замене квантованного отсчета, которое можно рассматривать как некоторое число, его представлением в двоичной системе счисления. Двоичные кодовые слова имеют всего два кодовых символа 0 и 1. Число $y$ в двоичной системе счисления представляется в виде



$$y = a_{m-1}2^{m-1} + a_{m-2}2^{m-2} + \ldots + a_0 2^0, \tag{12.3}$$

где $m$ — число разрядов (символов) в кодовом слове; $a$ — число, принимающее значение 0 или 1. Разрядность двоичного кода $m$ (число символов в кодовом слове) ставится в зависимость от числа разрешенных уровней квантования из множества $\{y_i\}$, которое равно $y_{\max}$. Двоичным $m$-разрядным кодом можно представить $2^m$ различных кодовых слов и каждому числу из множества $\{y_i\}$ должно соответствовать определенное кодовое слово. Поэтому справедливо выражение

$$y_{\max} \leqslant 2^m, \tag{12.4}$$

которым пользуются для согласованного выбора пары чисел $m$ и $y_{\max}$. Обычно в выражении (12.4) при первичном кодировании принимают знак равенства. Из общего числа элементов множества $\{y_i\}$ половина отводится для передачи мгновенных значений положительных полуволн ЗС, а другая половина — для передачи отрицательных полуволн. Каждая полуволна кодируется $m-1$ двоичных разрядов.

Кодовая комбинация, соответствующая числу $N$, содержит передаваемые последовательно символы $a_{m-1}$, $a_{m-2}$, $a_{m-3}, \ldots$, $a_0$. Необходимое для кодирования число разрядов при данном максимальном числе уровней шкалы квантования $n_{\max}$ определяется из выражения $m = \log_2(n_{\max})$. Если кодовое слово содержит $m$ символов 0 и 1, то с помощью такого $m$-разрядного двоичного кода можно закодировать числа до $n_{\max} = 2^m$. Так, при $m = 7$ имеем максимальное число разрешенных уровней квантования, равное $n_{\max} = 128$, $m = 8$ соответственно $n_{\max} - 256$ и при $m = 16$ соответственно $n_{\max} - 65536$.

Двоичные символы 0 и 1, входящие в состав кодовых слов, называют *битами*. Это слово произошло от английского bit, составленного из начальных и конечной буквы словосочетания binary digit, что в переводе с английского означает «двоичная цифра». Биты в кодовом слове имеют разный вес. Наименьший вес имеет младший бит $a_0$, несущий информацию об одном шаге квантования. Старший значащий бит $a_{m-1}$ несет информацию о $2^{m-1}$ шагах квантования и имеет наибольший вес. Пусть, например, кодируется отсчет, имеющий уровень квантования $n = 115$, а характеристика квантователя имеет максимальное число разрешенных уровней квантования $n_{\max} = 256$ В этом случае кодовое слово будет иметь число разрядов $m = \log_2 256 = 8$, кодируемый квантованный отсчет сигнала записывается в двоичной системе следующим образом·

$$n = 115 = 0 \cdot 2^7 + 1\ \ 2^6 + 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0, \tag{12.5}$$

и соответствующее ему кодовое слово имеет вид 01110011. Такой код называют *натуральным.*

Стандартизованы два формата двоичного кодирования положительных и отрицательных чисел. В зарубежной технике в основном используется вариант, называемый 2's complement format — двоичное дополнение. В отечественной аппаратуре используется способ, называемый за рубежом offset binary (двоичный сдвиг).

В обоих форматах старший разряд является знаковым, при этом значащие положительные значения образуются обычным образом путем перевода десятичных значений в двоичные, а отрицательные значения — из соответствующих положительных путем инверсии значащей части и прибавления 1 в младшем разряде. Однако есть и различие. В формате двоичного дополнения положительные числа обозначаются нулем 0 в старшем разряде, а отрицательные — единицей 1; в формате двоичного сдвига — наоборот. Таким образом, переход из одного формата в другой сводится лишь к введению инверсии на знаковый разряд.

Последовательность $m$-разрядных кодовых слов является выходным сигналом аналого-цифрового преобразования. Обычно при передаче и записи к выходному сигналу АЦП добавляется дополнительная информация, служащая для повышения достоверности передачи и синхронизации. При этом кодовые слова, подвергаемые одновременной обработке, объединяются в блоки. Порядок следования кодовых слов и отдельных символов в блоке называется *форматом кода.*

## 12.2. Равномерное квантование

Одним из наиболее важных показателей цифровых систем передачи аналоговых сигналов является отношение мощности сигнала $P_{\text{с}}$ к мощности шума квантования $P_{\text{ш кв}}$ на выходе ЦАП.

Определим значение $P_{\text{ш кв}}$ для произвольной шкалы квантования. Пусть сигнал с плотностью вероятности распределения мгновенных значений во времени $w(u)$ подвергается квантованию в диапазоне изменения мгновенных значений от $-U_{\text{огр}}$ до $+U_{\text{огр}}$ с шагом, величина которого может изменяться Напомним, что вероятность появления сигнала с уровнем, лежащим в пределах $i$-го шага квантования,

$$W_i = \int_{u_i-\Delta_i/2}^{u_i+\Delta_i/2} w(u)\,du \approx w(u_i)\Delta_i, \tag{12.6}$$

где $w(u_i)$ — плотность вероятности для напряжения сигнала, находящегося в середине рассматриваемого интервала, $\Delta_i$ — шаг квантования в диапазоне изменения мгновенных значений сигнала от $u_i - \Delta_i/2$ до $u_i + \Delta_i/2$ Мгновенная мощность шумов квантования, развиваемая на сопротивлении в 1 Ом, равна квадрату ошибки квантования, т е $P_{\text{ш кв}} = (u - u_i)^2$, а часть этой мощности шума, появляющейся при



квантовании сигнала в пределах $i$-го шага, составляет

$$P_{\text{ш кв мгн}\,i} = \int_{u_i-\Delta_i/2}^{u_i+\Delta_i/2} (u-u_i)^2 w(u)\,du \approx \frac{1}{12} w(u_i)\Delta_i^2, \tag{12.7}$$

или с учетом выражения (12.6) имеем

$$P_{\text{ш кв мгн}\,i} \approx \Delta_i^2 W_i/12. \tag{12.8}$$

Суммарная мощность шума квантования равна сумме составляющих от каждого шага:

$$P_{\text{ш кв}} = \sum_{i=0}^{N} \frac{1}{12}\Delta_i^2 W_i. \tag{12.9}$$

При равномерной шкале квантования, когда все $\Delta_i$ равны, из (12.9) имеем

$$P_{\text{ш кв}} = \Delta^2/12. \tag{12.10}$$

Отсюда следует важный вывод: при равномерном квантовании мощность шума квантования определяется исключительно шагом квантования и не зависит от величины сигнала. Поэтому при уменьшении уровня сигнала отношение мощности сигнала к мощности шума квантования снижается.

Шум квантования представляет собой случайный процесс с равномерным распределением в пределах от $-\Delta/2$ до $+\Delta/2$. Его плотность вероятности описывается выражением

$$w(x) = 1/\Delta. \tag{12.11}$$

Спектр шума квантования равномерный в полосе частот $0 \ldots f_{\text{д}}/2$. Шум квантования появляется только при наличии сигнала. При отсутствии сигнала на входе АЦП можно было бы ожидать, что на выходе ЦАП шум будет полностью подавлен. Однако наличие теплового шума входных аналоговых блоков АЦП, нестабильность напряжения питания, переходные помехи от соседних каналов, дрейф постоянной составляющей в усилителях постоянного тока и действие других факторов приводят к тому, что самый низкий первый уровень квантования достигается даже при отсутствии ЗС на входе АЦП

На рис 12 6 изображен начальный участок шкалы квантования и показано, как входные шумы преобразуются в АЦП в квантованное колебание На выходе ЦАП это квантованное колебание превращается в шум, называемый *шумом паузы* Шум паузы менее равномерный, чем белый шум, характерный для аналоговых систем Его часто называют *гранулированным* Мощность шума паузы $P_{\text{ш п}} = \Delta^2/4$, т.е. на 4,7 дБ больше шума квантования (12 10)

Определим отношение сигнал/шум (С/Ш) на выходе квантующего устройства Поскольку величина $P_{\text{ш кв}}$ не зависит от уровня входного сигнала, то с увеличением мощности входного сигнала $P_{\text{с}}$ отношение

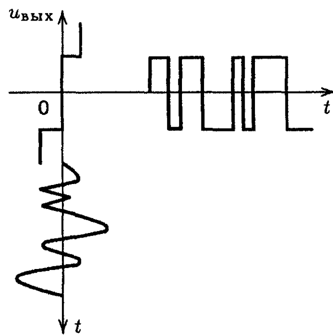



**Рис. 12.6.** Преобразование входных шумов в квантованное колебание АЦП

$P_с/P_{ш\,кв}$ линейно растет до тех пор, пока не возникнет шум ограничения. Его появление резко уменьшает помехозащищенность сигнала. Поэтому система кодирования строится так, чтобы ограничения сигнала практически не возникало. Для этого порог ограничения квантующего устройства должен быть равен квазимаксимальному значению сигнала, т.е.

$$U_{огр} = U_{с\,кв\,max} = kU_{ср}. \qquad (12.12)$$

Здесь $k$ — пик-фактор сигнала; $U_{ср}$ — среднеквадратическое значение сигнала. Число шагов квантования $n$ можно определить по известной величине $U_{огр}$ по формуле

$$n = 2(|U_{огр}|/\Delta) + 1 \approx 2(|U_{огр}|/\Delta). \qquad (12.13)$$

Подставив (12.12) и (12.11) в (12.10), получим

$$P_{ш\,кв} = \frac{1}{3}\frac{U^2_{огр}}{n^2} = \frac{1}{3}\frac{k^2U^2_{ср}}{n^2}. \qquad (12.14)$$

Поскольку на сопротивлении 1 Ом мощность сигнала $P_с = U^2_{ср}$, то из (12.14) следует, что

$$P_с/P_{ш\,кв} = 3n^2/k^2, \qquad (12.15)$$

или в децибелах это выражение преобразуется к виду

$$P_с/P_{ш\,кв} = 20\lg(n/k) + 4{,}8. \qquad (12.16)$$

При $m$-разрядном кодировании, учитывая, что $n = 2^m$, преобразуем (12.16) к виду

$$P_с/P_{ш\,кв} = 6m - 20\lg k + 4{,}8. \qquad (12.17)$$

Из (12.17) видно, что при равномерном квантовании в случае увеличения числа разрядов $m$ на единицу отношение С/Ш повышается на 6 дБ. В то же время переход, например, от 14-разрядного кодового слова к 15-разрядному означает увеличение скорости передачи цифрового ИКМ сигнала ($v_{пер} = f_д m$) всего лишь на 7 %. Это свойство является важнейшей особенностью ИКМ с равномерным квантованием. Ни один другой способ кодирования не позволяет так заметно улучшать помехозащищенность ЗС за счет сравнительно небольшого увеличения скорости передачи.

При равномерной шкале квантования и гармоническом сигнале, для которого, как известно, пик-фактор $k = \sqrt{2}$, отношение сигнал-шум



квантования, дБ, на выходе квантующего устройства определяется соотношением

$$P_с/P_{ш\,кв} = 6m + 1{,}8. \qquad (12.18)$$

Для сигнала ЗВ пик-фактор зависит от жанра программы (см. гл. 4) и меняется в пределах от 7 до 25 дБ. В среднем считают, что он равен 12...15 дБ, поэтому для вещательных сигналов имеем [см. (12.17)]

$$P_с/P_{ш\,кв} = 6m - 8{,}2, \quad дБ. \qquad (12.19)$$

Заметим, что это выражение не учитывает неодинаковой чувствительности слуха к составляющим шума разных частот, определяемой псофометрическим коэффициентом. С его учетом отношение $P_с/P_{ш\,кв}$ еще уменьшается на 8,5 дБ для широкополосного ЗС с полосой частот 15 кГц и составляет [см. (12.19)]

$$P_с/P_{ш\,кв} = 6m - 16{,}7, \text{ дБ}. \qquad (12.20)$$

Для избежания ограничения сигнала его квазипиковое значение не должно превышать порога ограничения квантователя. Обычно его выбирают меньшим на величину $\Delta u = 6...10$ дБ.

На рис. 12.7,*а* представлены зависимости отношения сигнал/шум ($P_с/P_{ш\,кв}$, дБ) для сигналов ЗВ при разных значениях $m$ от относительного изменения уровня сигнала на входе. Здесь по оси абсцисс отложена разность между входным уровнем $N_с$ и его квазимаксимальным значением $N_{с\,кв\,max}$, дБ. Результаты очевидны [см. (12.20)] и не требуют пояснения.

Выражение для отношения С/Ш определяет в конечном итоге максимальный динамический диапазон ЗС, который может быть передан по цифровому каналу без появления искажений. На практике в трактах формирования программ радиовещания и звукозаписи обычно используется 16-разрядное кодирование при равномерном квантовании. При $m = 16$ битам (размер кодового слова системы компакт-диска) формула (12.18) дает нам значение 97,8 дБ. Однако отсюда следует вычесть величину, приблизительно равную 1,5...2,0 дБ, определяющую дополнительные погрешности, свойственные аналого-цифровому и цифро-аналоговому преобразованиям. Далее в соответствии с Рекомендацией CCIR эту величину с учетом пик-фактора следует уменьшить еще на 12 дБ (при пересчете уровня мощности шумов квантования в величину, соответствующую получаемой при измерении). Для защиты канала от возможного превышения максимального уровня это значение уменьшают еще на 10 дБ. И, наконец, чтобы избежать слишком больших погрешностей при квантовании низких уровней сигнала и обеспечить при обратном преобразовании маскировку шумов квантования полезным сигналом, его уровень должен превышать уровень шумов по крайней мере на 20 дБ. С учетом изложенных соображений получаем, что при $m = 16$ динамический диапазон исходного ЗС на входе цифрового тракта в этом случае не должен превышать

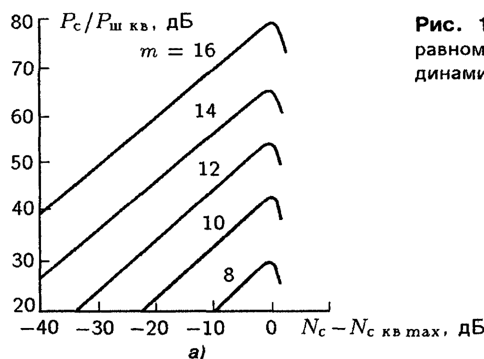
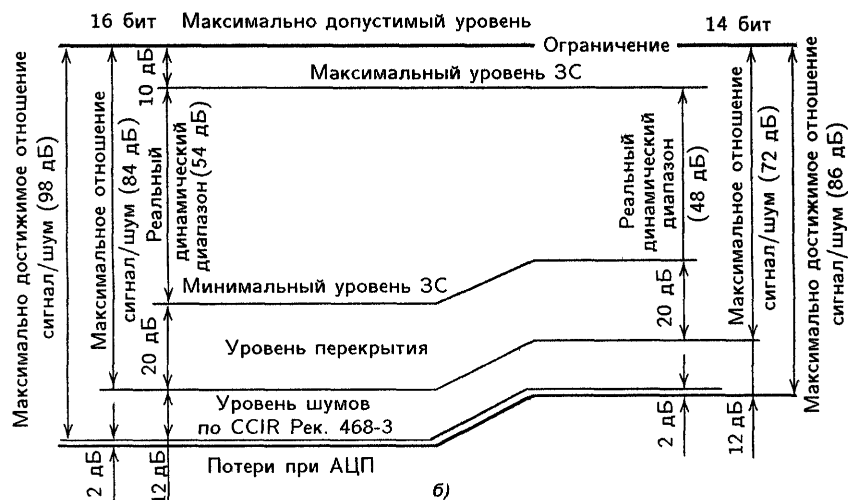



**Рис. 12.7.** Отношение сигнал/шум при равномерном кодировании (*а*) и реальный динамический диапазон ЗС при АЦП (*б*)




$D_c = (6m + 1{,}8) - (1{,}5...2{,}0) - 10 - 12 - 20 = 54$ дБ (рис. 12.7,*б*). Напомним, что после обработки звукорежиссером динамический диапазон ЗС обычно не превышает 40 дБ в радиовещании и 50 дБ при высококачественной звукозаписи, например на компакт-диск.

При 16-разрядном кодировании и частоте дискретизации $f_д = 48$ кГц скорость передачи цифрового потока $v_{пер} = mf_д$ составит для монофонического сигнала $v_{пер\,м} = 16 \cdot 48 = 768$ кбит/с, а для стереофонического — соответственно $v_{пер\,ст} = 2(16 \cdot 48) = 1536$ кбит/с. При $f_д = 44{,}1$ кГц имеем соответственно $v_{пер\,м} = 705$ кбит/с и $v_{пер\,ст} = 1411{,}2$ кбит/с.

И последнее замечание. Общее разрешение АЦП ограничено как числом возможных ступеней квантования, так и временно́й точностью при дискретизации непрерывного сигнала. Если мгновенное значение сигнала изменяется очень быстро, то очевидно, что положение временно́й точки дискретизации существенно влияет на соответствующий ей отсчет. Так, ошибка в отсчете при частоте сигнала 1 кГц и временно́й неточности дискретизации, равной 160 мкс, соответствует ошибке квантования при 10-битовом разрешении. Очень трудно изготовить аналого-цифровой преобразователь с высокой точностью квантования и дискретизации. При непосредственном прямом АЦП с 16-разрядным разрешением и числом возможных уровней квантования, равным 65536, необходимо, чтобы сравниваемые в АЦП постоянные напряжения были бы очень точными. Это трудно выполнить, так как при максимальном значении амплитуды входного сигнала $U_{c\,кв\,max} = 1$ В для каждой отдельной ступени квантования требуется точность не менее 0,00001 В. Такая точность должна быть реализована в полосе частот ЗС, равной по меньшей мере 20 кГц.



**Рис. 12.8.** Дельта-модуляция и шум квантования: *а* — структурная схема дельта-модулятора (УД — устройство дискретизации ЗС, К — компаратор, И — интегратор); *б* — входной сигнал (сплошная кривая) и повторяющая его ступенчато-изменяющаяся функция

Проблема реализации требуемой точности при аналого-цифровом преобразовании может быть упрощена, если использовать АЦП и ЦАП с более низкой разрядностью в сочетании с методом дельта-модуляции, являющимся одной из разновидностей дифференциальной ИКМ (ДИКМ). Простейший вариант дельта-модулятора изображен на рис. 12.8,*а*. Он содержит устройство дискретизации УД аналогового сигнала, компаратор К и интегратор И, являющийся простейшим предсказателем. Здесь осуществляется однопороговое квантование не самого сигнала, а разности между отсчетом входного сигнала $s(\theta)$ и его предсказанным значением $s^*(\theta)$, имеющим вид ступенчатой функции (рис. 12.8,*б*). На выходе компаратора имеем цифровой сигнал. Его значение соответствует 0, если разность двух сигналов на входе компаратора меньше некоторого порогового значения, и 1, если она превышает это пороговое значение. Для ЗС с ограниченной скоростью изменения мгновенных значений условие малости приращений ступенчатой функции (рис. 12.8,*б*), а следовательно, и малых шумов квантования будет

выполнено, если частота дискретизации $f_{\text{до}}$ в несколько раз превышает значение $f_{\text{д}}$, необходимое по теореме Котельникова. Повышение частоты дискретизации при соответствующей частоте среза ФНЧ приводит к уменьшению уровня шумов квантования в полосе частот полезного сигнала. Это уменьшение связано с тем, что при равномерном квантовании мощность шума квантования [см. (12.10)] зависит только от шага квантования, а спектральная плотность шума квантования

$$G_{\text{ш кв}} = (4\pi P_{\text{ш кв}})/\omega_{\text{до}}. \quad (12.21)$$

тем меньше, чем выше частота дискретизации $f_{\text{до}} = \omega_{\text{до}}/2\pi$. При этом выигрыш в отношении сигнал/шум квантования может быть реализован, если в тракт «кодер-декодер» введен ФНЧ с частотой среза $F_{cp} = f_{\text{д}}/2$. Тогда мощность шума квантования в полезной полосе частот

$$G_{\text{ш кв}} = P_{\text{ш кв}}(f_{\text{д}}/f_{\text{до}}), \quad (12.22)$$

где $f_{\text{д}}$ — частота дискретизации, определяемая теоремой отсчетов Котельникова.

Кодирование ЗС с повышенной частотой дискретизации имеет и другие достоинства. Оно полностью исключает эффект наложения спектров полезного сигнала и продуктов модуляции (см. рис. 12.2,*б*), что обеспечивает отсутствие комбинационных частот вида $F_c \pm k(f_{\text{до}} - F_{\text{c}})$ при последующей фильтрации. Отпадает также необходимость применения аналоговых ФНЧ высокого порядка на входе кодера и выходе декодера. Поэтому кодер имеет хорошие переходные характеристики и малое групповое время запаздывания при малой его зависимости от частоты. Однако для реализации выигрыша в величине шума квантования и перехода к стандартному значению частоты дискретизации (48 или 32 кГц) необходимо ограничить полосу частот с одновременным понижением $f_{\text{до}}$ до значения $f_{\text{д}}$. Для этого к выходу кодера подключается цифровой фильтр — дециматор. На входе декодера целесообразно проводить обратную операцию — интерполяцию отсчетов. В кодерах с использованием ДИКМ разрядность АЦП тем меньше, чем выше частота дискретизации и чем больше отсчетов учитывается при определении предсказанного значения. При этом отличие ступенчатой функции от сигнала будет наименьшим (см. рис. 12.8,*б*).

В заключение напомним, что в канале передачи большой динамический диапазон сигнала можно заменить также на более широкую полосу частот. Напомним, что объем сигнала

$$V_{\text{c}} = T_{\text{c}} F_{\text{c}} D'_{\text{c}}, \quad (12.23)$$

где $T_{\text{c}}$ — длительность сигнала (интервал времени, в течение которого сигнал существует); $F_{\text{c}}$ — ширина спектра (диапазон частот, в котором сосредоточена его энергия), $D'_{\text{c}}$ — динамический диапазон (отношение наибольшей мгновенной мощности сигнала к наименьшей мощности, которую необходимо еще отличать от нуля)



## 12.3. Неравномерное квантование

**Общие сведения.** Наряду с равномерным (линейным) квантованием, при котором шаг квантования постоянен в пределах всего динамического диапазона изменения уровней, существует возможность согласования шага квантования с амплитудой сигнала. При этом для малых уровней сигнала шаг квантования может быть малым, а для больших — соответственно более грубым. Правда, в этом случае вместе с изменением величины сигнала и соответственно шага квантования меняется и мощность шумов квантования: она возрастает с ростом амплитуды сигнала. Неравномерное квантование позволяет обеспечить требуемое высокое отношение С/Ш для слабых сигналов и определенное его уменьшение для сильных сигналов. Очевидно, что значение $P_{\text{c}}/P_{\text{ш кв}}$ должно быть во всем диапазоне изменения уровней таким, чтобы шумы квантования оставались бы неслышимыми. Если использовать логарифмическую зависимость между выходным и входным сигналами, то можно поддерживать отношение С/Ш квантования ниже заданной границы как для малых, так и для больших по уровню сигналов. Неравномерное квантование позволяет уменьшить требуемое число разрядов в кодовом слове при кодировании отсчетов и тем самым снизить скорость передачи.

Наиболее распространены два способа формирования неравномерной шкалы квантования: мгновенное и почти мгновенное компандирование.

**Мгновенное компандирование.** Устройство, реализующее неравномерное квантование с использованием мгновенного компандирования (рис. 12.9), состоит из последовательно включенных сжимателя Сж, квантующего устройства КУ с равномерной шкалой квантования и расширителя Расш. Итак, для реализации неравномерного квантования используется уже известная нам компандерная система. Нормализованная характеристика сжатия $D$ показана на рис. 12.10,*а* (кривая *1*). Сигнал с выхода сжимателя подвергается равномерному квантованию. Кривая *1* показывает, что квантованию этого сигнала с равномерным шагом $\Delta$ соответствует неравномерное квантование ЗС с шагом $\Delta_{\text{н}}$. Расширитель включается на приемной стороне цифрового тракта после ЦАП. Амплитудная характеристика расширителя (рис. 12.10,*а*, кривая *2*) обратна характеристике сжимателя, и расширитель должен скомпенсировать искажения, внесенные в сигнал сжимателем. Иными словами, коэффициенты передачи сжимателя $K_{\text{сж}}$ и расширителя $K_{\text{расш}}$ для любых входных уровней ЗС должны быть связаны соотношением $K_{\text{сж}} K_{\text{расш}} = 1$. Применяемый здесь сжиматель является безынерционным устройством мгновенного действия.

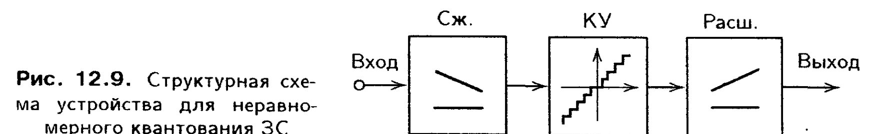



**Рис. 12.9.** Структурная схема устройства для неравномерного квантования ЗС

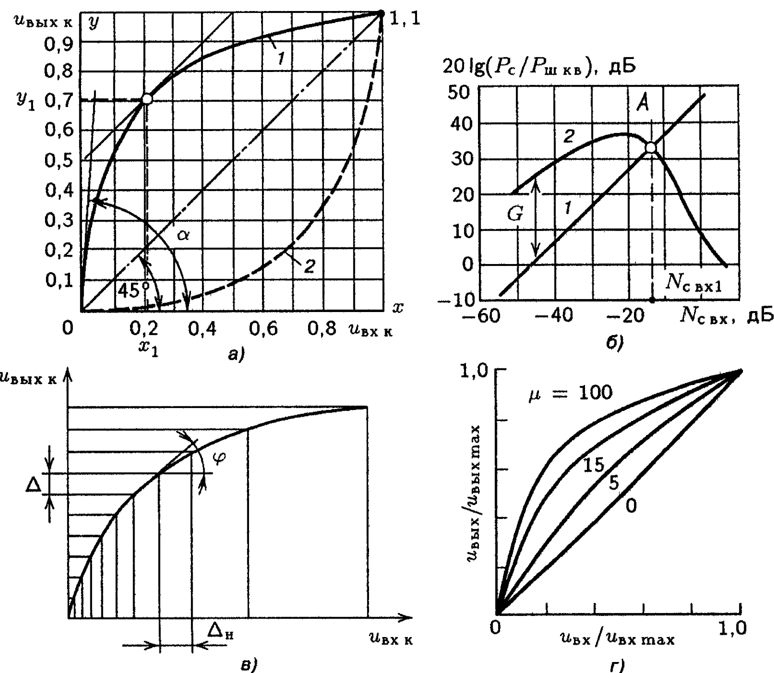



**Рис. 12.10.** Нормализованные амплитудные характеристики сжимателя и расширителя (*а*); отношение С/Ш квантования в функции от уровня сигнала на входе компандерной системы (*б*): *1* — без использования компандера, *2* — с использованием компандера при 128 уровнях квантования; к построению оптимальной характеристики компрессии (*в*); характеристики компрессии для разных коэффициентов сжатия (*г*)

Выигрыш, получаемый от использования сжимателя, т.е. увеличение отношения С/Ш, тем больше, чем больше наклон начального участка кривой сжатия в сравнении с прямой, проходящей под углом 45°. Поскольку кривая должна проходить через точки с координатами (0,0) и (1,1), то, очевидно, что на каком-то (начальном) участке тангенс угла наклона кривой бóльше 1, а на другом (конечном) — соответственно меньше единицы. Это означает, что увеличение отношения С/Ш квантования на некотором участке возможно только ценой уменьшения этого отношения на другом участке. Поскольку в случае деления всего диапазона на интервалы равной ширины отношение С/Ш квантования мало при низких уровнях сигнала и относительно велико при высоких уровнях сигнала, то кривые сжатия $D$, определяющие увеличение отношения С/Ш квантования, имеют наибольшую крутизну наклона вблизи нуля Крутизна наклона постепенно убывает по мере роста уровня сигнала, что влечет за собой уменьшение отношения С/Ш квантования для сигналов с высокими уровнями (рис 12 10,*а*, кривая *1*)

Выигрыш от применения компандера показан на рис 12.10,*б* По оси абсцисс отложен уровень сигнала на входе, по оси ординат — отношение С/Ш квантования. Прямая *1*, наклоненная под углом 45° к оси абсцисс, представляет собой отношение С/Ш квантования для случая деления всего диапазона уровней на 128 интервалов постоянной ширины и при отсутствии компандерной системы. Кривая *2* также соответствует случаю деления динамического диапазона на 128 интервалов, но с использованием компандерной системы.



Из рис. 12.10,*б* следует, что применение компандера дает выигрыш в отношении С/Ш для сигналов с низкими уровнями, пока $N_{\text{вх}} < N_{\text{вх1}}$, и уменьшение этого отношения при $N_{\text{вх}} > N_{\text{вх1}}$. Выигрыш от компандирования (см. рис. 12.10,*а*) имеет место, пока сигнал на входе компандерной системы изменяется в пределах $0 < x < x_1$, изменяясь от максимума при $x = 0$ до нуля при $x = x_1$, а затем принимая отрицательные значения, т.е. вызывая уменьшение отношения С/Ш в области, где $x > x_1$, тем больше, чем больше $x$.

Определим оптимальный закон сжатия $D$, при котором отношение С/Ш квантования будет оставаться постоянным в наибольшем диапазоне изменения входных уровней. При некотором входном сигнале $u_{\text{вх}}$ шаг неравномерного квантования (рис. 12.10,*в*)

$$\Delta_{\text{н}} = \Delta/\operatorname{tg}\varphi = \Delta/(du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}}), \tag{12.24}$$

где $du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}}$ — производная характеристики компрессии. Используя выражение (12.10), для входного уровня $N_{\text{вх}}$ и соответствующего ему шага квантования $\Delta_{\text{н}}$ получаем

$$P_{\text{с}}/P_{\text{ш кв}} = 12(u_{\text{вх}}^2/\Delta_{\text{н}}^2). \tag{12.25}$$

Из (12.25) следует, что отношение $P_{\text{с}}/P_{\text{ш кв}}$ будет оставаться постоянным, если шаг квантования возрастает пропорционально напряжению сигнала на входе. Такая шкала квантования называется *пропорциональной*, и для нее имеем [см. (12.24) и (12.25)]:

$$u_{\text{вх}}/\Delta_{\text{н}} = u_{\text{вх}}/\Delta = du_{\text{вых}}/du_{\text{вх}} = \text{const}\,. \tag{12.26}$$

Решение полученного дифференциального уравнения дает оптимальную характеристику сжатия $D$ вида

$$u_{\text{вых}} = c\ln(\mu u_{\text{вх}}), \tag{12.27}$$

где $c$ и $\mu$ — некоторые параметры. Устройство с такой характеристикой физически нереализуемо, поскольку при $u_{\text{вых}} \to \infty$ имеем $u_{\text{вх}} \to 0$. По этой причине на практике используют два других закона сжатия $D$, несколько отличающиеся от оптимального, но достаточно близкие к нему — это законы $\mu$ и $A$.

При $\mu$-законе выходное и входное напряжения сжимателя связаны зависимостью вида

$$u_{\text{вых}} = u_{\text{вых max}}\frac{\ln(1 + \mu|u_{\text{вх}}|/u_{\text{вх max}})}{(1+\mu)}, \tag{12.28}$$

где $\mu$ — коэффициент сжатия $D$, в соответствии с Рекомендациями МККТТ равный 100 при цифровом представлении речевых сигналов телефонии и 15 при кодировании ЗС радиовещания и телевидения. Форма этой характеристики для разных значений $\mu$ показана на рис. 12.10,г. Отношение максимального шага квантования к минимальному при использовании $\mu$-характеристики будет

$$\Delta_{\max}/\Delta_{\min} = 1 + \mu. \tag{12.29}$$

Различие между $\Delta_{\max}$ и $\Delta_{\min}$ тем больше, чем больше коэффициент сжатия $\mu$. Поэтому выбор значения $\mu$ оказывает большое влияние на отношение С/Ш квантования. Увеличение $\mu$ улучшает отношение $P_c/P_{ш\,кв}$ для слабых сигналов и ухудшает для сильных. Уравнение (12.28) определяет характеристику сжатия $D$ в первом квадранте, в третьем квадранте она строится симметрично относительно точки с координатами (0,0).

Кроме сжатия $D$ по $\mu$-закону, в ЗВ часто применяют сжатие по $A$-закону вида

$$u_{вых} = \begin{cases} u_{вых\,\max}\dfrac{A|u_{вх}|}{1+\ln A} & \text{при } u_{вх} \leqslant |u_{вх\,\max}/A; \\ u_{вых\,\max}\dfrac{1+\ln(A|u_{вх}|/u_{вх\,\max})}{1+\ln A} & \text{при } u_{вх\,\max}/A \leqslant \\ & \leqslant |u_{вх}| \leqslant u_{вх\,\max}, \end{cases} \tag{12.30}$$

где $A$ — число, равное 87,6 в многоканальных системах передачи. При этом сигналы, напряжение которых меньше $u_{вх} < u_{вх\,\max}/A$, квантуются с постоянным шагом; при $u_{вх} > u_{вх\,\max}/A$ сигналы квантуются неравномерно с шагом, изменяющимся по логарифмическому закону. При этом при $A$-законе характеристика отношения $P_c/P_{ш\,кв}$ оказывается более плоской, чем при $\mu$-законе.

В настоящее время в системах кодирования ЗС отказываются от аналоговых компандеров, заменяя их цифровыми. В последних плавная характеристика сжатия $D$ заменяется линейно-ломанной аппроксимирующей функцией. В зависимости от числа используемых сегментов (отрезков прямых линий) при аппроксимации и вида закона сжатия эту линейно-ломанную зависимость обозначают буквой и двумя цифрами. Например, запись $A$ 87,6/11 означает, что используется аппроксимация по $A$-закону при $A = 87{,}6$ с 11-ю аппроксимирующими отрезками или сегментами (рис 12.11,*а*). Запись $\mu$ 15/11 означает, что используется характеристика сжатия $D$ по $\mu$-закону при $\mu = 15$ с ее аппроксимацией 11-ю отрезками прямых линий (рис. 12.11,*б*). В пределах каждого сегмента шаг квантования постоянен, но при переходе от одного сегмента к другому возрастает в 2 раза. Число уровней квантования в пределах каждого сегмента постоянно.

Процедура кодирования каждого отсчета в этом случае состоит в следующем. В начале определяется полярность сигнала и в зависимости от нее формируется символ первого разряда (0 или 1) кодового слова. Затем кодируется в двоичном коде номер сегмента, в пределах которого находится уровень входного сигнала. Для кодирования номера сегмента нужны трехразрядные кодовые комбинации. Далее кодируется уровень сигнала в пределах сегмента. Если число таких уровней в пределах сегмента равно 64 (как при 11-сегментном кодировании, показанном на рис. 12.11), то для кодирования уровня ЗС в пределах сегмента необходима шестиразрядная кодовая комбинация. Общее число разрядов в кодовом слове при этом равно 10, и структура кодового слова выглядит так: первый разряд определяет полярность сигнала, следующие три — номер сегмента и последние шесть — номер уровня ЗС в пределах сегмента.



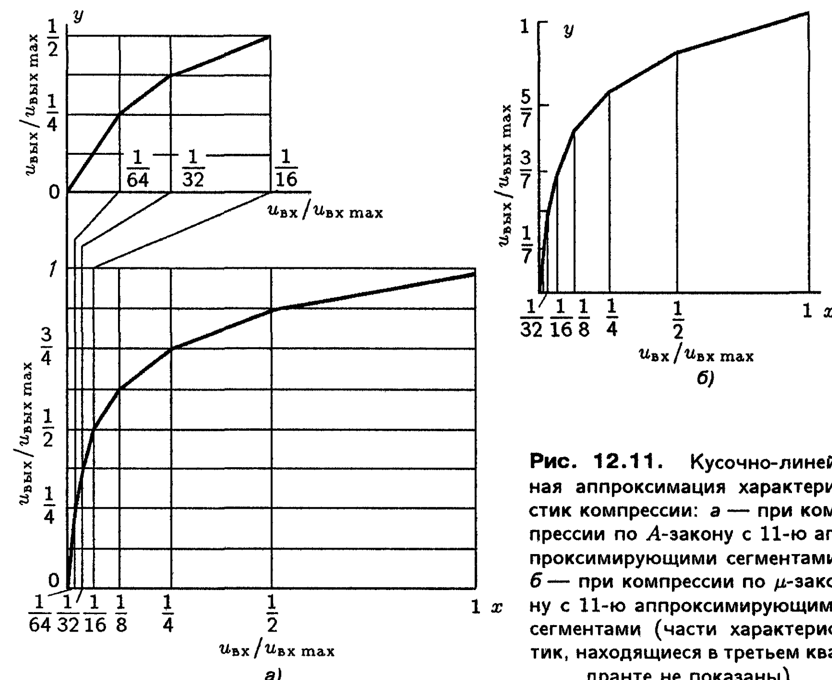



**Рис. 12.11.** Кусочно-линейная аппроксимация характеристик компрессии: *а* — при компрессии по $A$-закону с 11-ю аппроксимирующими сегментами; *б* — при компрессии по $\mu$-закону с 11-ю аппроксимирующими сегментами (части характеристик, находящиеся в третьем квадранте не показаны)

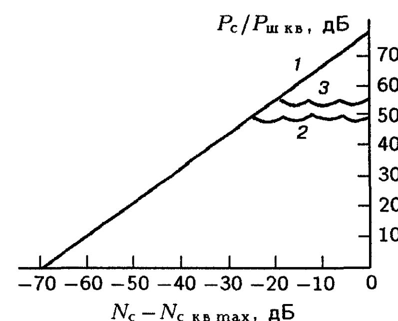



**Рис. 12.12.** Зависимость отношения сигнал-шум квантования от относительного изменения уровня сигнала на входе

В качестве примера на рис. 12.12 приведена зависимость отношения $P_c/P_{ш\,кв}$ от относительного изменения уровня тонального сигнала на входе $(N_c - N_{c\,\max})$ при отсутствии сжатия $D$ (прямая *1*), 12-сегментной

аппроксимации по $A$-закону (кривая *2*) и 11-сегментной аппроксимации по $\mu$-закону (кривая *3*) характеристик компрессии. При этом равномерное квантование здесь 14-разрядное, а неравномерное 11-разрядное.

Из рис. 12.12 видно, что для низких входных уровней приведенные зависимости совпадают, поскольку шаг квантования является постоянным и равным. Для средних и больших уровней отношение С/Ш квантования при сжатии $D$ остается примерно постоянным (кривые *2* и *3*) и достаточно высоким. Таким образом компрессия позволяет снизить разрядность кодового слова с 14 до 11 (14/11) и как следствие понизить скорость цифрового потока примерно на 20 % по сравнению со случаем равномерного квантования.

Итак, при полосе частот ЗС, равной 15 кГц, при $f_д = 32$ кГц и $m = 11$ скорость цифрового потока составит 352 кбит/с для монофонической передачи и 704 кбит/с для стереофонии (при использовании двух равноценных каналов). Заметим, что здесь не учтены дополнительные биты, которые обычно вводятся для обнаружения и исправления ошибок. Их наличие несколько повышает требуемую для передачи высококачественных сигналов ЗВ скорость цифрового потока.

**Почти мгновенное компандирование.** При почти мгновенном компандировании не каждый отдельный отсчет, а группа отсчетов ЗС кодируется с одинаковым шагом квантования. При этом длина выборки обычно не превышает 1...2 мс. Заметим, что на данном интервале временна́я функция ЗС остается более или менее однородной и не претерпевает резких изменений по амплитуде.

При почти мгновенном компандировании часто используют пять различных шкал квантования с равномерным шагом внутри каждой шкалы, изменяющимся при переходе от одной шкалы к другой (рис. 12.13,*а*). Выбор той или иной шкалы определяется максимальным уровнем сигнала за время, обычно равное 1 мс. Минимальный шаг квантования имеет шкала *5* (диапазон 0), максимальный — шкала *1* (диапазон 4) Число шагов квантования у каждой из шкал одинаково и равно 512 для одной полярности сигнала. Поэтому кодовые слова, соответствующие каждому отсчету, содержат 10 разрядов Известно несколько разновидностей метода кодирования с использованием почти мгновеного компандирования

**Кодирование с преобразованием 14/10.** Процедура кодирования в данном случае состоит в следующем Сначала ЗС кодируется методом ИКМ с равномерной шкалой квантования с разрешающей способностью 14 бит/отсчет и частотой дискретизации 32 кГц. Выборки из 32 отсчетов 14-разрядных слов, что соответствует длительности сигнала 1 мс, запоминаются, а затем в зависимости от наибольшего отсчета внутри каждой выборки четыре разряда из 14 отбрасываются. Для самых малых уровней (диапазон 0, рис 12 13,*б*) отбрасываются четыре старших разряда Отбрасывание одного младшего и трех старших разрядов соответствует увеличению шага квантования в 2 раза (диапазон 1), двух



$u_{вых}/u_{вых\,max}$
1
5 4 3 2 1
$\frac{1}{2}$
0
$\frac{1}{16}$ $\frac{1}{8}$ $\frac{1}{4}$ $\frac{1}{2}$ $u_{вх}/u_{вх\,max}$
Диапазон 0 1 2 3 4

*а)*

| MSB | | | | | | | | | | | | | LSB | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | | | |
| ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | 111 | 4 (1) | 1 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | | |
| 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 110 | 3 (2) | 2 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 101 | 2 (3) | 3 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 100 | 1 (4) | 4 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | × | 010 | | 5 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | | | 6 |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | × | × | × | × | × | × | | | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | | | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | | | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 001 или 000 | 0 (5) | 7 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | | | |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | × | × | × | × | × | × | × | | | |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | | |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | | | |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | | | 6 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | × | 010 | | 5 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 100 | 1 (4) | 4 |
| 1 | 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 101 | 2 (3) | 3 |
| 1 | 1 | 0 | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | × | 110 | 3 (2) | 2 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | | | |
| ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | ... | 111 | 4 (1) | 1 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | | | |

× — 0 или 1
— передаваемые биты
— непередаваемые биты

Кодирование масштабных коэффициентов
Диапазон кодирования (шкала квантования)
Диапазон защиты

*б)*

**Рис. 12.13.** Почти мгновенное компандирование: *а* — шкалы квантования; *б* — процедура преобразования 14/10

младших и двух старших — в 4 раза (диапазон 2), трех младших и одного старшего — в 8 раз (диапазон 3) и наконец, четырех младших — в 16 раз (диапазон 4, шкала 1).

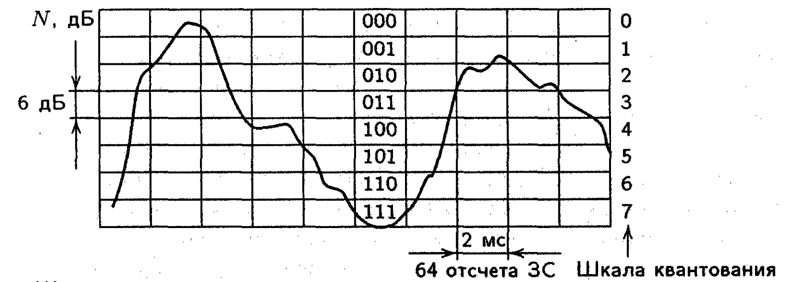
Таким образом, при почти мгновенном компандировании шаг квантования зависит не от мгновенного значения сигнала, а от его максимального значения на интервале времени, равном 1 мс.

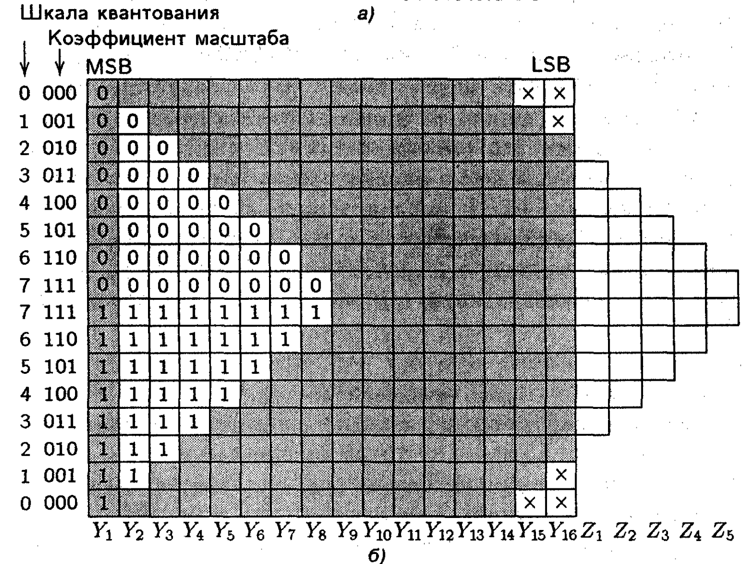
Для правильного восстановления на приемной стороне абсолютного значения каждого отсчета каждый блок из 32 отсчетов сопровождается служебной комбинацией из трех битов, определяющей, какая из шкал квантования использовалась при передаче всех отсчетов этого блока. При этом полная скорость передачи оказывается равной 323 кбит/с на моноканал, а отношение сигнал/шум квантования на 3 дБ лучше, чем при 11-разрядном кодировании с мгновенным компандированием.

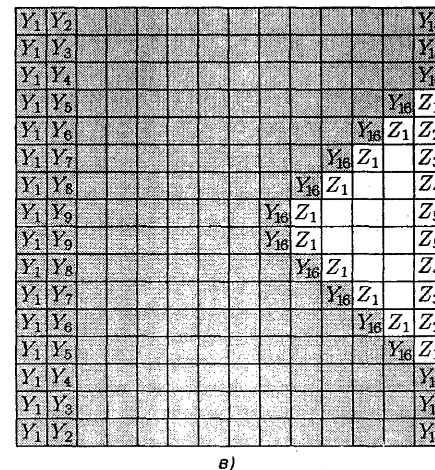
**Кодирование с преобразованием 16/14.** Исходный цифровой ЗС с 16-битовым линейным разрешением и частотой дискретизации 48 кГц (параметры цифрового студийного тракта) преобразуется с использованием метода плавающей запятой в 14-битовые кодовые слова с частотой дискретизации 32 кГц. Масштабный коэффициент передается один раз для блока из 64 отсчетов длительностью соответственно 2 мс. Внутри временны́х окошечек длительностью 2 мс (длина выборки ЗС) находится максимальный уровень сигнала (максимальная амплитуда отсчета из выборки), который определяет соответствующую ему область изменения амплитуд сигнала и масштабный коэффициент. Всего здесь имеется восемь возможных областей изменения модуля амплитуды сигнала и соответственно восемь масштабных коэффициентов. Масштабный коэффициент представляет собой трехбитовое двоичное число, изменяющееся в пределах от 000 до 111. Оно определяет диапазон изменения уровня сигнала для каждого коэффициента масштаба. Каждой из восьми используемых в данном случае шкал квантования соответствует изменение уровня сигнала на 6 дБ (рис. 12.14,*а*).

Стратегия преобразования 16/14 состоит в следующем. Лишь в громких местах сигнала биты старших разрядов исходного 16-разрядного кодового слова не будут равны нулю. При тихих пассажах, наоборот, вся важная информация содержится в битах младших разрядов, которые не всегда равны нулю. На рис. 12.14,*б*,*в* изображено преобразование 16/14 битов, полученное с учетом этих соображений. Первый бит (0 или 1) содержит информацию о знаке отсчета, это старший значащий бит (MSB) исходного 16-битового слова; последний бит — младший значащий бит (LSB). Биты от $Y_2$ до $Y_8$, идентичные по значению с первым знаковым битом (их число меняется от нуля до семи в зависимости от амплитуды сигнала и соответствующего ей коэффициента масштаба), при передаче выбрасываются, и все последующие разряды сдвигаются соответственно влево. Это дает возможность при малых уровнях передавать самые младшие 15-й и 16-й разряды. Лишь при самых высоких уровнях теряются один или два младших бита, которые для сигналов больших






— биты кодового слова, подлежащие передаче

× — непередаваемые биты

**Рис. 12.14.** Метод преобразования 16-битовых кодовых слов в 14-битовые (16/14) с плавающей запятой: *а* — кодирование масштабных коэффициентов в зависимости от уровня сигнала; *б* — схема кодирования отсчетов ЗС; *в* — формат передачи по каналу

уровней незначимы. Впрочем, данный метод позволяет в принципе для сигналов самых малых амплитуд работать с разрешением до 21 бита.

Масштабный коэффициент длиной 3 бита, добавляемый к каждому блоку из 64 отсчетов, указывает, сколько битов, следующих за знаковым $Y_1$ во всех кодовых словах блока, имеют тоже самое значение 0 или 1, что и знаковый (рис. 12.14,*б*). Назначение битов, пронумерованных от $Z_1$ до $Z_5$ (рис. 12.14,*б*), пока еще не определено. На приемном конце масштабный коэффициент используется для сдвига разрядов в кодовых словах блока в их первоначальное положение, и таким образом происходит восстановление исходных 16-битовых кодовых слов.

**Кодирование с учетом Рекомендаций МККР.** В соответствии с Рекомендацией 660 МККР целесообразно использовать для первоначального представления сигналов ЗВ стандартную ИКМ с равномерным квантованием при разрешающей способности 14 бит/отсчет с последующим цифровым компандированием, применяя при этом преобразовании либо 11-сегментное 14/11 бит мгновенное компандирование по $A$-закону с характеристикой компрессора, показанной на рис. 12.11,*а*, либо пятидиапазонное почти мгновенное компандирование с преобразованием 14/10 и характеристикой компандирования, изображенной на рис. 12.13,*а*.

С учетом дополнительных битов, необходимых для обнаружения и исправления ошибок, которые могут возникать при цифровой передаче ЗС, общая скорость цифрового потока при передаче высококачественного ЗС с полосой частот 15 кГц и частотой дискретизации 32 кГц должна составлять 384 кбит/с (моно) и 768 кбит/с (при стереопередаче, где используются два отдельных канала). Эта скорость может быть снижена до 320 кбит/с на один высококачественный канал (Рекомендация 719 МККР). В этом случае компандирование исходного цифрового сигнала с частотой дискретизации 32 кГц при равномерном 14-разрядном кодировании должно выполняться в три этапа:

1) почти мгновенное компандирование с пятидиапазонной характеристикой компрессии и снижением разрядности от 14 до 10 битов (см. рис. 12.13,*а*);

2) разделение отсчетов $s(n)$ на две последовательности — нечетных $s(2n+1)$ и четных $s(2n)$ отсчетов и вычисление разности $\Delta(2n)$ по формуле

$$\Delta(2n) = s(2n) - [s(2n+1) + s(2n-1)]/2; \qquad (12.31)$$

3) дополнительное почти мгновенное компандирование разностного сигнала $\Delta(2n)$ с трехдиапазонной характеристикой компрессии (рис 12.15) и снижением разрядности с 11 до 9 битов. С учетом дополнительных битов для обнаружения и исправления ошибок скорость цифрового потока в этом случае составит 320 кбит/с на один канал передачи высококачественного сигнала ЗВ



Возможна также цифровая передача ЗС по каналам связи в соответствии с Рекомендацией 718 МККР. При этом исходный цифровой сигнал при частоте дискретизации, равной 32 кГц, и разрешающей способности АЦП при равномерном квантовании, равной 16 битам, преобразуется путем компандирования в 14-битовые слова методом плавающей запятой. Длина кодового блока здесь 2 мс (64 последовательных отсчета ЗС на блок), используется восемь шкал квантования, коэффициенты масштабирования передаются трехбитовым словом. С учетом дополнительных битов, необходимых для защиты от ошибок, синхронизации и передачи служебных данных, полная скорость цифрового потока при передаче составляет в этом случае 496 кбит/с на моноканал. Позже будут описаны другие более совершенные методы сокращения скорости передачи цифровых сигналов ЗВ по каналам связи.

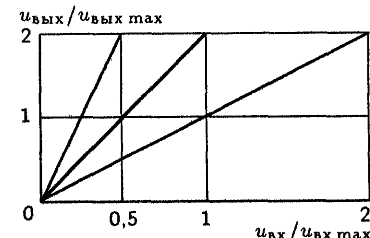



**Рис. 12.15.** Характеристики почти мгновенного компандирования с компрессией от 11 до 9 бит/отсчет

## 12.4. Предыскажения при цифровой передаче сигналов звукового вещания

При малом шаге квантования, характерном для систем с ИКМ, спектр шума квантования оказывается равномерным в полосе частот от нуля до $1/2f_д$. Напомним, что спектр реальных ЗС имеет обычно значительный спад в области верхних частот и при передаче через цифровую систему отношение С/Ш на верхних частотах ЗС заметно уменьшается по сравнению с максимальным значением. Для борьбы с этим явлением применяют частотные предыскажения сигнала на стороне передачи и его восстановление после декодирования.

В соответствии с Рекомендацией 651 МККР при линейном кодировании с 14-битовым разрешением, а также при нелинейном кодировании с почти мгновенным компандированием для уменьшения разрядности с 14 до 10 битов высококачественных сигналов ЗВ с полосой 15 кГц предыскажения должны соответствовать Рекомендации J17 МККТТ с вносимым затуханием 6,5 дБ на частоте 0,8 кГц (рис. 12.16, кривая *1*) или предыскажениям 50/15 икс (рис. 12.16, кривая *2*) Представленные здесь кривые соответствуют формулам·

а) кривая *1* (Рекомендация J17 МККТТ)·

$$K = 10\lg\frac{1+(2\pi F/3000)^2}{75+(2\pi F/3000)^2}, \qquad (12.32)$$

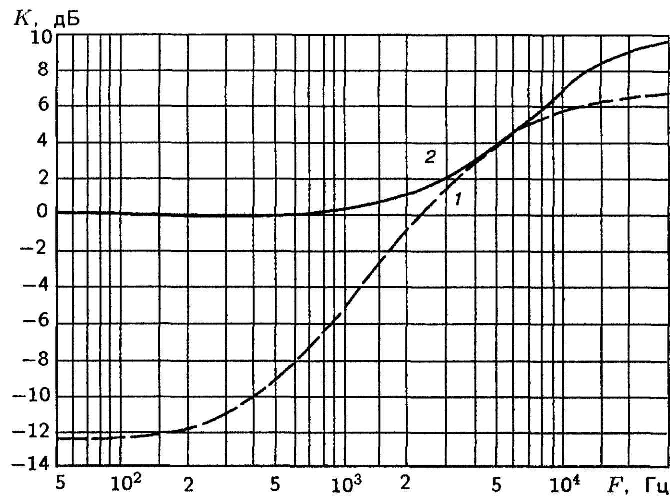



**Рис. 12.16.** Характеристики предыскажений: *1* — Рекомендация МККТТ J17; *2* — для 50/15 мкс

б) кривая *2* (для 50/15 мкс):

$$K = 10 \lg \frac{1 + (0{,}05 \cdot 2\pi F)^2}{1 + (0{,}015 \cdot 2\pi F)^2}. \qquad (12.33)$$

Здесь $K$ — коэффициент передачи, дБ; $\omega = 2\pi F$ — круговая частота; $F$ — частота, Гц. В Районе *1* предпочтительнее использование предыскажений в соответствии с Рекомендацией МККТТ J17. На стороне приема эти частотные предыскажения компенсируются восстанавливающей цепью, поэтому частотные искажения на выходе системы ПЦ-ВЦ отсутствуют. Шум квантования проходит только через восстанавливающую цепь, в то время как ЗС через обе цепи внесения и коррекции предыскажений. В результате отношение С/Ш выравнивается по спектру, субъективно улучшается восприятие высокочастотных компонент сигнала ЗВ. Количественно отношение $P_с/P_{ш\,кв}$ возрастает примерно на 4 дБ.

## 12.5. Цифро-аналоговое преобразование

Для восстановления исходной кривой изменения во времени аналогового напряжения ЗС цифровая последовательность чисел (рис. 12.17,*а*) должна быть преобразована. Восстановленные в результате обратного преобразования (рис. 12.17,*б*) отсчеты сохраняются как постоянные значения напряжений вплоть до следующего отсчета (см. ступенчато-изменяющуюся функцию на рис. 12.17,*б*). Эта ступенчатая функция, кроме восстановленного тонального сигнала, содержит также множество гармонических составляющих.



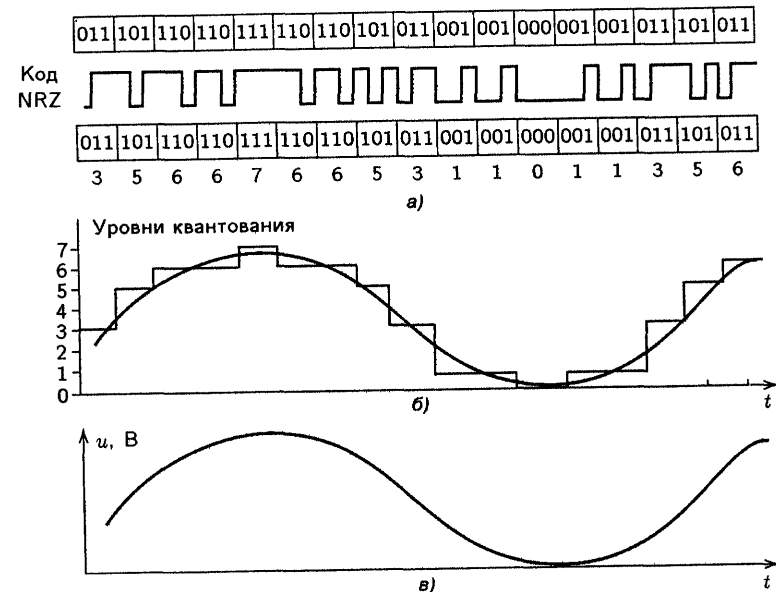



**Рис. 12.17.** К пояснению цифро-аналогового преобразования: *а* — исходная цифровая последовательность; *б* — восстановленные отсчеты после обратного преобразования (ступенчато изменяющаяся функция напряжения); *в* — восстановленный аналоговый сигнал

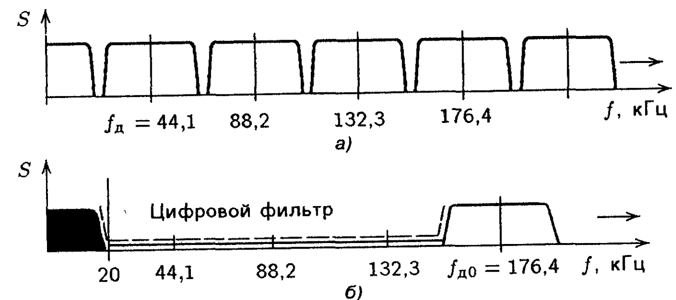



**Рис. 12.18.** Спектр дискретизированного сигнала при обычной (*а*) и повышенной частотах дискретизации (*б*)

При частоте $f_д = 44{,}1$ кГц полученная последовательность отсчетов дискретизированного сигнала, описываемая выражением (12.2), имеет спектр, показанный на рис. 12.18,*а*. Высокочастотные составляющие ступенчатой функции, представляющие собой продукты нелинейных искажений, должны быть при восстановлении исходного сигнала отфильтрованы, чтобы получить результат, показанный на рис. 12.17,*в*. Если спектр входного сигнала простирается до 20 кГц, то для этой цели требуется ФНЧ с частотой среза 20 кГц. При этом все составляющие, лежащие

выше этой частоты, должны быть надежно отфильтрованы. Такой ФНЧ может быть реализован как аналоговым, так и цифровым способом, однако последний является более предпочтительным.

Эта фильтрация может быть упрощена, если повысить частоту дискретизации восстановленных отсчетов. В этом случае спектр продуктов искажений также сместится в сторону более верхних частот. При повышении частоты дискретизации в 4 раза (с 44,1 до 176,4 кГц) спектр продуктов искажений начинается уже только от частоты $F = 176{,}4 - 20 = 156{,}4$ кГц; их фильтрация может быть выполнена очень простыми средствами (рис. 12.18,*б*). Поэтому обычно на цифровом уровне рассчитывают промежуточные отсчеты при преобразовании цифрового сигнала в аналоговый. При расчете трех дополнительных отсчетов на один отсчет сигнала при $f_д = 44{,}1$ кГц (например, цифровым фильтром), получается увеличение в 4 раза первой средней частоты мешающего спектра, значение последней составляет $f_{до} = 176{,}4$ кГц (так называемая четырехкратная избыточная дискретизация). При этом на приемной стороне цифровым фильтром подавляются все возможные частотные компоненты в полосе частот примерно от 20 до 156 кГц. Важно, чтобы эти дополнительные отсчеты рассчитывались корректно. В этом случае на аналоговом выходе ЦАП нужно сначала подавить в полной мере очень высокие частоты, начиная примерно с $F = 150$ кГц. Эта задача разрешается достаточно просто.

Отметим, что без потери точности при обратном цифро-аналоговом преобразовании 16-битового слова с частотой дискретизации 44,1 кГц и повышении частоты следования отсчетов до 176,4 кГц можно использовать 14-битовое обратное преобразование, т.е. в самом преобразователе отбросить два последних разряда от первоначального 16-битового кодового слова. При вычислении дополнительных промежуточных отсчетов учитывают 15-й и 16-й биты так, что среднее значение из четырех отсчетов с 14 битами и частотой дискретизации 176,4 кГц соответствует первоначальному 16-битовому слову. Этот способ называют noise-shaping.

Изготовить ЦАП с достаточной точностью восстановления исходных значений ЗС, малой нелинейностью и другими погрешностями менее, чем в 1/2 бита, трудно. Однако это необходимо, если хотят достигнуть теоретически возможной точности. Правда, технически проще изготовить ЦАП, чем АЦП. О трудности реализации высокоточных АЦП уже было сказано ранее (см разд. 12.1). Повышение частоты дискретизации в обоих случаях дает ряд преимуществ. Кроме более простой фильтрации, преимущество избыточной (повышенной) частоты дискретизации (как об этом уже было сказано ранее в разд. 12.2) состоит в том, что спектр шума распределяется в этом случае на больший частотный диапазон и таким образом доля шумов, приходящаяся на полосу частот ЗС, становится меньше, что является важным достоинством данного метода.

Обратим внимание еще на одну особенность восстановления (реконструкции) исходного сигнала при повышенной частоте дискретизации.



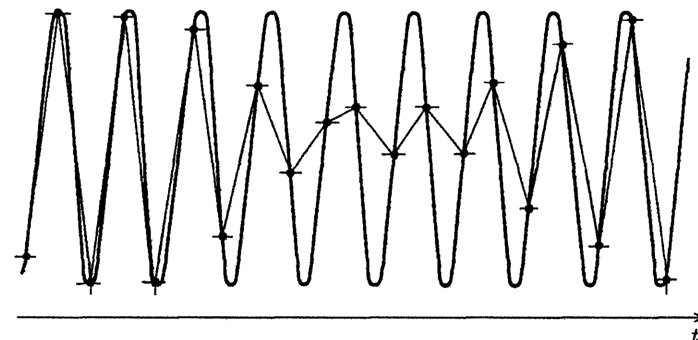



**Рис. 12.19.** К появлению искажений по фазе и амплитуде при восстановлении исходного сигнала с повышенной частотой дискретизации

Если рассмотрим рис. 12.19, то увидим изображенный толстой линией исходный сигнал (оригинал) с более чем удвоенной частотой дискретизации и его восстановленную «копию» из соседних отсчетов (тонкая линия на рис. 12.19) с явно недостаточным качеством. Восстановленный из отсчетов сигнал сильно искажен модуляцией по амплитуде и фазе. Причина появления этих искажений состоит в том, что кривая восстановлена (реконструирована) покусочно лишь из двух соседних отсчетов и наблюдаются биения вследствие изменяющегося во времени различия фаз между исходным сигналом и сигналом тактовой частоты. Для повышения точности цифро-аналогового преобразования при восстановлении (реконструкции) сигнала необходимо использовать очень много отсчетов. Это позволяет минимизировать фазовое различие даже в том случае, если это тональный сигнал, не говоря уже о сигнале более сложной формы, состоящем из ряда тональных колебаний с различными частотами и фазами, изменяющимися к тому же во времени.

Рассматривая проблему фильтрации при цифро-аналоговом преобразовании, отметим также следующие моменты. Чем ближе реальный ФНЧ к идеальному по форме АЧХ, тем больше время задержки сигнала в нем и тем больше отсчетов связываются в этом фильтре друг с другом. Переходные процессы в фильтре дополняют сигнал между соседними отсчетами, но при этом важно, чтобы не образовывались дополнительные, не присутствующие в исходном ЗС частотные компоненты. Правильный расчет интерполяционных значений между соседними отсчетами при фильтрации необходим для точного восстановления аналоговых сигналов именно при высоких частотах колебаний. При сравнительно низких частотах отсчеты расположены так плотно во времени, что реконструкция дает высокое качество даже при использовании простых методов, т е в процессе их обратного преобразования возникают незначительные искажения в амплитуде и фазе, модуляции и шумы довольно небольшие

## 12.6. Достоверность цифровой передачи. Обнаружение и исправление ошибок в цифровых звуковых сигналах

Наличие в цифровом сигнале ошибок приводит к искажениям в аналоговом ЗС после ЦАП, т.е. при его восстановлении в процессе декодирования. Цифровые ошибки подразделяются на одиночные и групповые. Одиночные ошибки проявляются по-разному, в зависимости от того, какой разряд кодового слова оказывается искаженным. При использовании симметричных кодов первый разряд кодового слова несет информацию о полярности сигнала, поэтому ошибка в его передаче ведет к изменению полярности отсчета на противоположную. Второй разряд кодового слова является старшим, он имеет наибольший вес, равный половине всей шкалы квантования. Младший разряд кодового слова имеет вес, равный одному шагу квантования. При равномерном квантовании соответствующее значение имеет и ошибка при декодировании: ошибка в старшем разряде приводит к погрешности, равной половине шкалы квантования, ошибка в младшем разряде — к погрешности на один шаг квантования.

Погрешности декодирования, связанные с появлением ошибок, можно оценивать в децибелах. Если обозначить абсолютное значение погрешности через $\Delta u$, то при максимальном значении сигнала $U_{\max}$ и равномерном квантовании относительная погрешность (зависимость *1* на рис. 12.20) согласно (12.17) будет

$$(\Delta u/U_{\max}) = 6m_i, \qquad (12.34)$$

где $m_i$ — номер разряда кодового слова, в котором произошла ошибка (для старшего разряда $m_i = 1$).

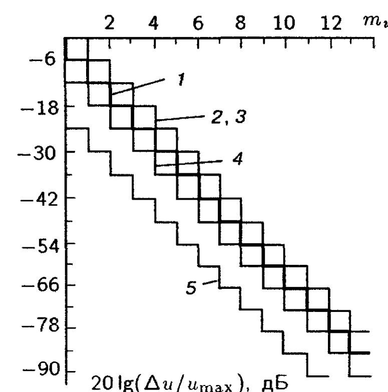



**Рис. 12.20.** Относительная погрешность в восстановлении отсчета при искажении различных символов в кодовом слове

В случае использования симметричных кодов, в которых первый разряд знаковый, относительная погрешность (кривая *2* на рис. 12.20)

$$(\Delta u/U_{\max}) = 6(m_i - 1). \qquad (12.35)$$

Ошибка в первом символе меняет полярность восстановленного отсчета, а не его абсолютное значение, она не отражена на кривой *2*.

При почти мгновенном компандировании погрешность обусловлена использованной шкалой квантования, выбираемой, как уже известно, в зависимости от максимального значения сигнала в выборке При этом шкале 1 (см рис 12 13) соответствует кривая *3*, совпадающая с кривой *2* на рис. 12.20, шкале 3 — кривая *4*, шкале 5 — кривая *5*. Из сопоставления этих зависимостей наглядно видно, что уменьшение уровня максимального отсчета в выборке при почти мгновенном компандировании приводит к снижению относительной погрешности при декодировании, если при этом изменился шаг квантования, т.е. осуществился переход от одной шкалы квантования к другой.



Если при почти мгновенном компандировании ошибочно будет передана трехразрядная комбинация, определяющая выбранную при кодировании шкалу квантования, то с погрешностью и весьма существенной будут восстановлены при декодировании не один, а сразу все отсчеты в выборке. Погрешность в данном случае зависит от того, какой разряд служебного слова из этой комбинации поражен: если младший, то произойдет переход к соседней шкале квантования и уровни всех восстановленных 32 отсчетов изменятся на 6 дБ; если искаженным окажется второй символ, то значения отсчетов изменятся на 12 дБ, а при ошибке в старшем разряде — уже на 24 дБ.

Итак, появление ошибок по-разному влияет на восстановленный после декодирования ЗС. В некоторых ситуациях, например при одиночных ошибках в младших разрядах кодовых слов, их влияние может быть практически незаметным на слух, во-первых, из-за кратковременности действия на орган слуха, который, как известно, является инерционным аппаратом, а во-вторых, из-за небольшой относительной погрешности, вызываемой этими ошибками. Ошибки в старших разрядах кодовых слов (обычно в пяти-шести старших разрядах) вызывают существенные изменения в восстановленном сигнале, заметны на слух и проявляются в виде резких щелчков, сильно ухудшающих качество звукопередачи. Поэтому меры борьбы с ошибками в младших и старших разрядах по надежности их обнаружения и устранения должны быть разными.

Результаты экспертиз по оценке слуховой заметности одиночных ошибок показали следующее: при равномерном 12-разрядном кодировании отсчетов высококачественного ЗС и частоте дискретизации 32 кГц необходимо защищать четыре–пять старших разрядов при наличии маскировки и шесть разрядов при ее отсутствии. В случае неравномерного квантования с мгновенной компрессией также необходимо защищать четыре-пять старших разрядов кодового слова. При почти мгновенном компандировании картина много сложнее. Здесь гораздо более надежно должны быть защищены коэффициенты масштаба, определяющие номер шкалы квантования. Более того, ошибки при передаче масштабных коэффициентов должны быть не только обнаружены, но и надежно исправлены.

При расчете требуемой достоверности передачи цифровых сигналов ЗВ обычно считают, что при высококачественном звуковоспроизведении допустимо появление в восстановленном сигнале не более одного заметного на слух щелчка в час. Если принять, что вероятности появления ошибок во всех разрядах равны и к щелчкам приводит поло-

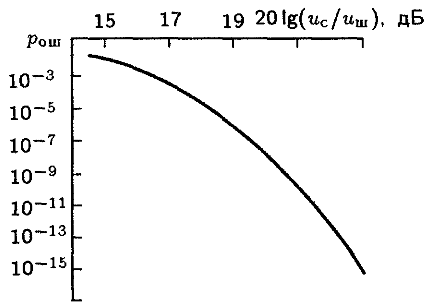



**Рис. 12.21.** Зависимость вероятности появления ошибки при цифровой передаче от отношения сигнал/шум на входе декодирующего устройства

вина всех ошибок, то при стереофонической передаче допустимая вероятность появления ошибки

$$p_{ош\,доп} = 1/(2 \cdot 0,5 f_д \cdot 3600 m) \qquad (12.36)$$

при условии, что не используется помехоустойчивое кодирование. Из (12.36) следует, что для трактов формирования программ при $f_д = 48$ кГц и $m = 16$ имеем $p_{ош\,доп} \approx 3 \cdot 10^{-10}$, для каналов распределения программ при $f_д = 32$ кГц и $m = 14$ получим $p_{ош\,доп} \approx 6 \cdot 10^{-10}$.

Для сигнала с гауссовским законом распределения требуемое качество передачи можно обеспечить при отношении С/Ш на входе декодирующего устройства не менее 24...26 дБ (рис. 12.21) без учета выигрыша от помехоустойчивого кодирования.

В цифровых каналах связи средняя вероятность появления ошибки составляет $10^{-5}...10^{-6}$, а в отдельных случаях и $10^{-4}$, поэтому влияние ошибок на качество звукопередачи неизбежно.

Обнаружение и коррекция ошибок требуют введения в сигнал определенной избыточности. Для исправления ошибок необходимо определить место пораженных символов, чтобы заменить их на правильные.

Исправление ошибок — задача гораздо более сложная, чем их обнаружение. Оно требует применения помехоустойчивого кодирования при передаче сигналов ЗВ. Последнее основано на использовании корректирующих кодов, в которые вносится некоторая избыточность, что приводит к увеличению требуемой пропускной способности канала связи. Различают коды для обнаружения ошибок и коды для исправления обнаруженных ошибок. Помехоустойчивые коды могут быть построены с любым основанием, однако наиболее простыми и часто используемыми являются двоичные коды.

Ошибки могут быть не только одиночными, но и сгруппированными в пакеты. Под *пакетами* понимают появление двух или большего числа ошибок в пределах одной $m$-разрядной кодовой комбинации. Если ошибки, возникающие при передаче сигналов, являются статистически независимыми, то вероятность появления пакета ошибок кратности $q$

$$p_q = C_m^q p_{ош}^q (1 - W_{ош})^{m-q}, \qquad (12.37)$$

где $C_m^q$ — число сочетаний из $m$ символов по $q$. Для 10-разрядных кодовых слов вероятность появления двойных ошибок при исходной вероятности $p_{ош} = 10^{-5}$ составляет $p_1 = 5 \cdot 10^{-9}$, а при $p_{ош} = 10^{-4}$ уже составляет $p_2 = 5 \cdot 10^{-7}$. Это соответствует появлению одной двойной ошибки каждые 2,5...3 мин.



Кроме того, в цифровых каналах передачи при средней вероятности появления ошибки $p_{ош} = 10^{-4}$ и выше возникают коррелированные ошибки, вызванные действием импульсных помех, несовершенством систем коммутации и т.д. Поэтому вероятность появления ошибок большой кратности возрастает. Особенно велика роль пакетов ошибок в каналах цифровой магнитной записи и в системе компакт-диска из-за возможных повреждений носителя записи.

Следовательно, системы исправления ошибок должны эффективно бороться не только с одиночными, но и с пакетами ошибок, заметность которых существенно выше. Чем больше кратность ошибки, тем больше должна быть избыточность, которую необходимо вносить в сигнал. Требуемая избыточность тем больше, чем большее число разрядов кодовой группы необходимо защищать. С учетом заметности искажений в системах цифровой передачи и записи ЗС обычно защищают от ошибок пять-шесть старших разрядов информационных символов кодируемых отсчетов, а также служебные комбинации, определяющие, например, номер шкалы квантования при почти мгновенном компандировании. Ошибки в младших разрядах, если частота их появления не слишком велика, достаточно обнаруживать и затем маскировать, используя методы интерполяции, о которых будет сказано ниже.

Выбор способа обнаружения ошибок, метода их маскирования и исправления, возможного только при помехоустойчивом кодировании, зависит как от среднего значения вероятности появления ошибки, так и от того, являются они одиночными или групповыми.

Итак, для борьбы с одиночными ошибками используют помехоустойчивое кодирование, а для борьбы с групповыми ошибками — временно́е перемежение информационных символов.

Если средняя вероятность появления ошибки не превышает $p_{ош} = 10^{-5}$ и источником ошибок является шум в канале передачи, то расчеты показывают, что одиночные ошибки появляются в среднем 2 раза в секунду, а двойные — примерно 4 раза в сутки. В этих условиях достаточно учитывать только одиночные ошибки. Действие последних приводит к искажению отдельных отсчетов сигнала, и эффективным способом борьбы с искажениями является обнаружение ошибочно принятых кодовых слов с последующим маскированием искаженных отсчетов. Для обнаружения обычно используется проверка на четность.

Если одиночная ошибка в кодовом слове обнаружена, то ее маскирование после этого состоит в замене искаженного отсчета. Обычные методы, используемые для этого процесса, показаны на рис. 12.22. На рис. 12.22,*а* отмечен ошибочный отсчет. Самым плохим наверняка является его замена на нуль, т.е. отбрасывание такого отсчета (рис. 12.22,*б*) Лучше, если ошибочный отсчет будет заменен на предыдущий отсчет (рис. 12.22,*в*). Еще лучше будет, если его значение получено как интерполяция двух соседних отсчетов, например путем вычисления среднего значения (рис 12.22,*г*). Однако все же разность между восстановлен-

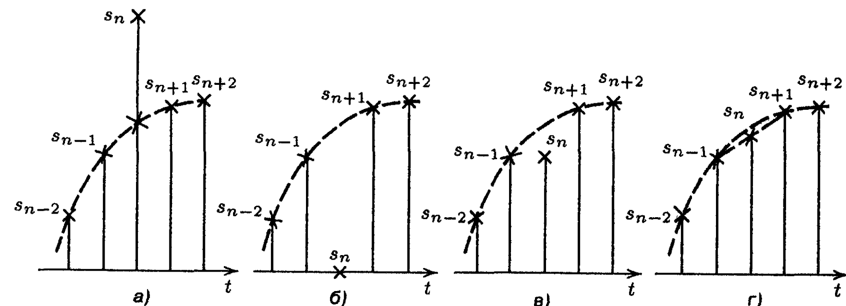



**Рис. 12.22.** Маскирование ошибочных отсчетов: *а* — обнаруженная ошибка в отсчете $s_n$; *б* — замена ошибочного отсчета $s_n$ отсчетом с нулевым значением; *в* — коррекция (экстраполяция нулевого порядка) через замену ошибочного отсчета $s_n$ его предыдущим значением $s_{n-1}$; *г* — интерполяция первого порядка путем вычисления среднего значения из предыдущего $s_{n-1}$ и последующего $s_{n+i}$ отсчетов

ным и истинным значениями отсчета может быть заметной на слух и намного превысить шаг квантования.

Поскольку слух человека инерционен, то метод маскирования оказывается эффективным, если число ошибок не превышает одной-двух в секунду. Это условие выполняется при вероятности появления ошибки в канале $p_{\text{ош}} = 10^{-5}$. При $m = 6$ в этом случае получаем, что вероятность необнаруженной ошибки $p_{\text{о}} = 15 \cdot 10^{-10}$, что примерно соответствует требуемому значению.

Увеличение $p_{\text{ош}}$ до значения $10^{-4}$ ведет к резкому росту среднего числа ошибок в секунду до 20. Метод интерполяции первого порядка не обеспечивает полного маскирования ошибок полезным сигналом, они становятся уже заметными на слух. Можно считать, что изложенный выше метод маскирования применим, когда $p_{\text{ош}} \leqslant 10^{-5}$.

Если вероятность ошибки превышает $p_{\text{ош}} = 10^{-5}$, то образуются пакеты ошибок и от их маскирования приходится переходить к исправлению. Для исправления ошибок применяют помехоустойчивое кодирование.

Для борьбы с групповыми ошибками применяют временно́е перемежение символов. В принципе имеются три возможности перемежения: перемежение разрядов в пределах кодового слова, соответствующего одному отсчету ЗС, перемежение между разрядами разных отсчетов сигнала ЗВ и рассредоточенное размещение цифрового сигнала в канальных интервалах цикла цифровой системы передачи.

Перемежение старших и младших разрядов в пределах одного отсчета используется очень часто. При этом младшие разряды, число которых обычно равно или составляет более половины всех разрядов отсчета, размещаются равномерно между старшими разрядами (рис. 12.23,*а*). Здесь кодовое слово является 12-символьным, из которых 11 информационных разрядов ($a_1$, $a_2$, ..., $a_{11}$) и один ($b_1$) — поверочный, определяемый как сумма по модулю 2 пяти старших информационных разрядов



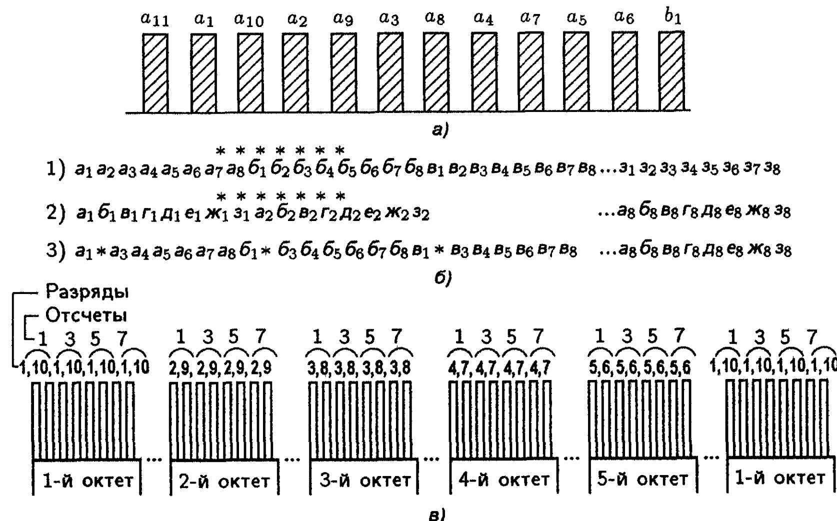



**Рис. 12.23.** К перемежению символов при защите от ошибок: *а* — перемежение разрядов внутри 12-символьного кодового слова; *б* — перемежение разрядов разных отсчетов; *в* — перемежение старших и младших разрядов в восьми разрядах 10-разрядных отсчетов

($a_1$, $a_2$, ..., $a_5$). Поверочный разряд находится на последней позиции, а самый младший 11-й разряд — на первой. В этом случае пакеты, ошибок, состоящие из двух символов, и около 40 % пакетов ошибок длительностью в три символа приводят к появлению одиночной (односимвольной) ошибки на выходе декодера.

Перемежение разрядов разных отсчетов сигнала в принципе позволяет исправлять пакеты ошибок любой длительности. Ошибки здесь также преобразуются в одиночные (рис. 12.23,*б*). На строке 1 условно записана исходная последовательность кодовых слов по восемь символов в каждом. Символы кодовых слов обозначены буквами от *а* до *ж* с цифровыми индексами, определяющими порядковый номер (место) разряда в слове. Перед передачей или записью порядок следования символов в последовательности изменяется, например, так, как это показано в строке 2. В начале передаются первые разряды всех кодовых слов, затем вторые, третьи и т.д. При приеме (воспроизведении) порядок следования символов восстанавливается (строка 3 на рис. 12.23,*б*). Пусть при передаче или считывании возник пакет ошибок в этой последовательности. Места ошибок обозначены звездочками. В отсутствии перемежения (строка 1) эти ошибки исказят подряд символы $а_7$, $а_8$, $б_1$, $б_2$, $б_3$, $б_4$, $б_5$. Если же пакет ошибок возник у сигнала, подвергнутого перемежению (строка 2), то из строки 3 видно, что после операции, обратной перемежению, пакет ошибок превратился в совокупность одиночных ошибок, с которым можно бороться уже описанными выше способами.

Благодаря перемежению ошибочно восстановленные после декодирования отсчеты уже не следуют друг за другом, поэтому они могут быть скорректированы путем интерполяции, о которой говорилось уже выше. Эффективность данного метода особенно высока, если перемежение символов в пределах одного блока информации дополняется перемежением самих блоков. Однако при исправлении пакетов ошибок большой длительности усложняются устройства перемежения в связи с необходимостью запоминать большое число отсчетов.

## 12.7. Компрессия цифровых аудиоданных

При первичном кодировании используется обычно равномерное квантование отсчетов звукового сигнала (ЗС) с разрешением $\Delta A = 16...24$ бит/отсчет при частоте дискретизации $f_д = 44{,}1...96$ кГц. В каналах студийного качества обычно $\Delta A = 16$ бит/отсчет, $f_д = 48$ кГц, полоса частот кодируемого звукового сигнала $\Delta F = 20...20000$ Гц. Динамический диапазон такого цифрового канала составляет около 54 дБ. Если $f_д = 48$ кГц и $\Delta A = 16$ бит/отсчет, то скорость цифрового потока при передаче одного такого сигнала $v = 48 \times 16 = 768$ кбит/с. Это требует суммарной пропускной способности канала связи при передаче звукового сигнала формата 5.1 (Dolby Digital) более 3,840 Мбит/с. Но человек способен со своими органами чувств сознательно обрабатывать лишь около 100 бит/с информации. Поэтому можно говорить о присущей первичным цифровым звуковым сигналам значительной избыточности.

Компрессия цифровых аудиоданных обычно выполняется в кодере источника (рис. 12.24) после тракта формирования программ (ТФП) перед подачей ЗС в каналы трактов первичного распределения программ (ТПРП).

Различают статистическую и психоакустическую избыточность первичных цифровых сигналов. Сокращение статистической избыточности базируется на учете свойств самих звуковых сигналов, а психоакустической — на учете свойств слухового восприятия.

Статистическая избыточность обусловлена наличием корреляционной связи между соседними отсчетами временно́й функции звукового

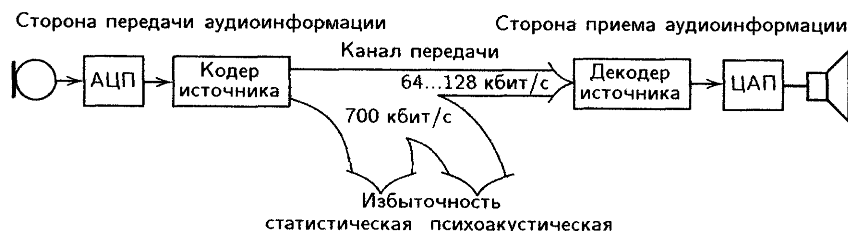



**Рис. 12.24.** К устранению избыточности цифровых звуковых сигналов



сигнала при его дискретизации. Для ее уменьшения применяют достаточно сложные алгоритмы обработки. При их использовании потери информации нет, однако исходный сигнал оказывается представленным в более компактной форме, что требует меньшего числа битов при его кодировании. Важно, чтобы все эти алгоритмы позволяли бы при обратном преобразовании восстанавливать исходные сигналы без искажений. Наиболее часто для этой цели используют ортогональные преобразования. Оптимальным с этой точки зрения является преобразование Карунена–Лоэва. Но его реализация требует существенных вычислительных затрат. Незначительно по эффективности ему уступает модифицированное дискретное косинусное преобразование (МДКП). Важно также, что для реализации МДКП разработаны быстрые вычислительные алгоритмы. Кроме того, между коэффициентами преобразования Фурье (к которому мы все привыкли) и коэффициентами МДКП существует простая связь, что позволяет представлять результаты вычислений в форме, достаточно хорошо согласующейся с работой механизмов слуха. Дополнительно уменьшить скорость цифрового потока позволяют также методы кодирования, учитывающие статистику звуковых сигналов (например, вероятности появления уровней звукового сигнала разной величины). Примером такого учета являются коды Хаффмана, где наиболее вероятным значениям сигнала приписываются более короткие кодовые слова, а отсчеты, вероятность появления которых мала, кодируются кодовыми словами большей длины. Именно в силу этих двух причин в наиболее эффективных алгоритмах компрессии цифровых аудиоданных кодированию подвергаются не сами отсчеты ЗС, а коэффициенты МДКП и для их кодирования используются кодовые таблицы Хаффмана. Заметим, что число таких таблиц достаточно велико и каждая из них адаптирована к звуковому сигналу определенного жанра.

Однако даже при использовании достаточно сложных процедур обработки устранение статистической избыточности звуковых сигналов позволяет в конечном итоге уменьшить требуемую пропускную способность канала связи лишь на 15...25 % по сравнению с ее исходной величиной, что никак нельзя считать революционным достижением.

После устранения статистической избыточности скорость цифрового потока при передаче высококачественных ЗС и возможности человека по их обработке отличаются, по крайней мере, на несколько порядков. Это свидетельствует также о существенной психоакустической избыточности первичных цифровых ЗС и, следовательно, о возможности ее уменьшения. Наиболее перспективными с этой точки зрения оказались методы, учитывающие такие свойства слуха, как маскировка, предмаскировка и послемаскировка. Если известно, какие доли (части) звукового сигнала ухо воспринимает, а какие нет вследствие маскировки, то можно вычленить и затем передать по каналу связи лишь те части сигнала, которые ухо способно воспринять, а неслышимые доли (составляющие исходного сигнала) можно отбросить (не передавать по каналу связи).

Кроме того, сигналы можно квантовать с возможно меньшим разрешением по уровню так, чтобы искажения квантования, изменяясь по величине с изменением уровня самого сигнала, еще оставались бы неслышимыми, т.е. маскировались бы исходным сигналом. После устранения психоакустической избыточности точное восстановление формы временно́й функции ЗС при декодировании оказывается уже невозможным.

В этой связи следует обратить внимание на две очень важные для практики особенности. Если компрессия цифровых аудиоданных уже использовалась ранее в канале связи при доставке программы, то ее повторное применение часто ведет к появлению существенных искажений, хотя исходный сигнал кажется нам на слух вполне качественным перед повторным кодированием. Поэтому очень важно знать «историю» цифрового сигнала, и какие методы кодирования при его передаче уже использовались ранее. Если измерять традиционными методами параметры качества таких кодеков на тональных сигналах (как это часто и делается), то мы будем для них получать при разных, даже самых малых установленных значениях скорости цифрового потока, практически идеальные величины измеряемых параметров. Результаты же тестовых прослушиваний для них, выполненные на реальных звуковых сигналах, будут принципиально отличаться. Иными словами, традиционные методы оценки качества для кодеков с компрессией цифровых аудиоданных не пригодны. Для экспертных оценок качества кодеков с компрессией цифровых аудиоданных следует использовать отрывки звуковых сигналов с компакт-диска EBU-SQAM, Cat. № 422 204-2. Он специально создан группой MPEG для этой цели. При объективной оценке качества этих устройств следует руководствоваться рекомендацией ITU-R «Method for objective Measurements of Perceived Audio Quality» (Document 10-4/19-E, 19 March 1998).

Работы по анализу качества и оценке эффективности алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных с целью их последующей стандартизации начались в 1988 г., когда была образована международная экспертная группа MPEG (Moving Pictures Experts Group). Итогом работы этой группы на первом этапе явилось принятие в ноябре 1992 г. международного стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 (здесь и далее цифра 3 после номера стандарта относится к той его части, где речь идет о кодировании звуковых сигналов).

К настоящему времени достаточное распространение в радиовещании получили также еще нескольких стандартов MPEG, таких, как MPEG-2 ISO/IEC 13818-3, 13818-7 и MPEG-4 ISO/IEC 14496-3. В отличие от этого в США был разработан стандарт Dolby AC-3 (A/52) в качестве альтернативны стандартам MPEG

Несмотря на значительное разнообразие алгоритмов компрессии цифровых аудиоданных, структура кодера, реализующего такой алгоритм обработки сигналов, может быть представлена в виде обобщенной схемы так, как это показано на рис 12 25 В блоке временно́й и частотной



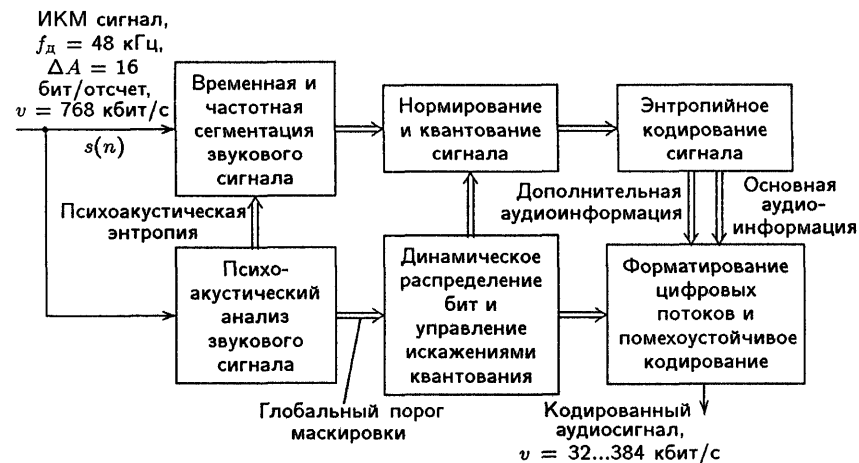



**Рис. 12.25.** Обобщенная структурная схема кодера с компрессией цифровых аудиоданных

сегментации исходный звуковой сигнал $s(n)$ разделяется на субполосные составляющие и сегментируется по времени. Длина кодируемой выборки зависит от формы временно́й функции звукового сигнала. При отсутствии резких выбросов по амплитуде используется так называемая длинная выборка, обеспечивающая высокое разрешение по частоте. В случае же резких изменений амплитуды сигнала длина кодируемой выборки резко уменьшается, что дает более высокое разрешение по времени. Решение об изменении длины кодируемой выборки принимает блок психоакустического анализа, вычисляя психоакустическую энтропию сигнала. После сегментации субполосные сигналы нормируются, квантуются и кодируются. В наиболее эффективных алгоритмах компрессии кодированию подвергаются не сами отсчеты выборки ЗС, а соответствующие им коэффициенты МДКП.

Обычно при компрессии цифровых аудиоданных используется энтропийное кодирование, при котором одновременно учитываются как свойства слуха человека, так и статистические характеристики звукового сигнала. Однако основную роль при этом играют процедуры устранения психоакустической избыточности. Учет закономерностей слухового восприятия звукового сигнала выполняется в блоке психоакустического анализа. Здесь по специальной процедуре для каждого субполосного сигнала рассчитывается максимально допустимый уровень искажений (шумов) квантования, при котором они еще маскируются полезным сигналом данной субполосы. Блок динамического распределения битов (рис. 12.25) в соответствии с требованиями психоакустической модели для каждой субполосы кодирования выделяет такое минимально возможное их число, при котором уровень искажений, вызванных квантованием, не превышал бы порога их слышимости, рассчитанного психо-

акустической моделью. В современных алгоритмах компрессии используются также специальные процедуры в форме итерационных циклов, позволяющие управлять величиной энергии искажений квантования в субполосах при недостаточном числе доступных для кодирования битов.

Для обеспечения правильного декодирования компрессированных сигналов, кроме кодовых слов отсчетов ЗС или соответствующих им коэффициентов МДКП (основная аудиоинформация), к декодеру передается также и определенная дополнительная информация. После кодирования цифровые потоки основной и дополнительной информации форматируются. При этом наиболее важная часть цифровых данных подвергается помехоустойчивому кодированию (CRC-код).

## 12.8. Психоакустические модели стандартов MPEG

**Общие сведения.** Наиболее известны три психоакустические модели: NMR (Noise to Mask Ratio), PAQM (Perceptual Audio Quality Measure) и PERCEVAL (PERCeptual EVALution). Самое широкое распространение получила NMR модель, в которой при расчете глобального (суммарного) порога маскировки учитываются абсолютный порог слышимости и явление маскировки в частотной области. Маскировка во временно́й области и явление демаскировки сигналов, свойственное пространственному восприятию источников звука, в NMR модели не учитываются, и это является ее существенным недостатком.

При помощи психоакустической модели для каждой субполосы кодирования $n$ вычисляется отношение сигнал-маска SMR($n$). Оно представляет собой выраженное в децибелах отношение энергии звукового сигнала к максимально-возможной энергии искажений квантования в субполосе кодирования, при котором они еще маскируются полезным сигналом. Совокупность значений SMR($n$), вычисленных для всех субполос кодирования, образует глобальный порог маскировки, определяющий требуемое для кодирования субполосных отсчетов или соответствующих им коэффициентов МДКП минимально-возможное число битов.

Рассмотрим процедуры вычислений, выполняемых в психоакустических моделях стандартов MPEG.

**Психоакустическая модель 1.** Она применяется в стандартах MPEG-1 и MPEG-2 для уровней компрессии Layer 1 и Layer 2. Основные этапы выполняемых в ней вычислений можно представить в виде схемы, изображенной на рис. 12.26. Здесь же даны и основные расчетные формулы.

Итак, вначале рассчитывается энергетический спектр $X(k)$ выборки входного сигнала (блок 1). Длина выборки $N$ быстрого преобразования Фурье (БПФ) составляет $N = 512$ (Layer 1) или 1024 отсчета (Layer 2); в представленном в данном блоке выражении $n$ — номер отсчета сигнала в выборке, $k$ — номер (индекс) коэффициента БПФ. На выходе блока БПФ имеем линейчатый спектр с разрешением по частоте



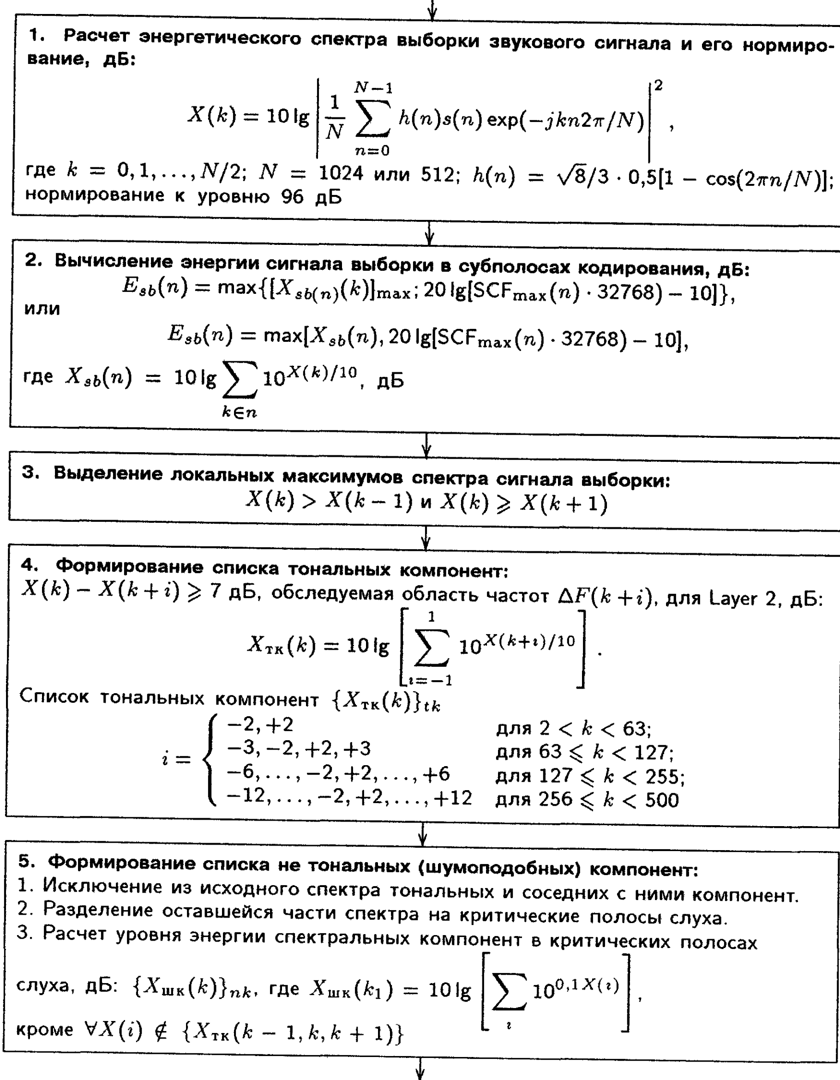
$\Delta F = f_д/N$, где $f_д$ — частота дискретизации сигнала. При $f_д = 48$ кГц и $N = 1024$ получаем, что $\Delta F = 46{,}875$ Гц. Перед вычислением спектра выборка отсчетов ЗС взвешивается оконной функцией Ханна $h(n)$ для уменьшения искажений, вызванных эффектом Гиббса. Вычисленный спектр нормируется: максимальной по величине спектральной компоненте присваивается уровень, равный 96 дБ.

Далее (блок 2) вычисляется энергия сигнала $E_{sb}(n)$, дБ, в каждой из субполос кодирования $n$. Здесь $[X_{sb(n)}(k)]_{\max}$ и $\mathrm{SCF}_{\max}(n)$ — соответственно уровень энергии максимальной по величине спектральной компоненты и наибольший из трех масштабный коэффициент в субполосе кодирования $n$; число 10 корректирует разность между пиковым и средним значениями уровня сигнала; $X_{sb}(n)$ — выраженная в дБ суммарная энергия всех спектральных компонент в субполосе кодирования $n$. Заметим, что в блоке 2 даны два выражения для расчета $E_{sb}(n)$. Более точным из них является нижнее выражение.

В блоке 3 вычисляются локальные максимумы энергетического спектра сигнала выборки. Спектральная компонента $X(k)$ считается локальным максимумом, если она по величине больше предшествующей $X(k-1)$, но не менее следующей $X(k+1)$ компоненты. Затем все спектральные составляющие сигнала выборки разделяются на тональные $X_{tm}(k)$ (блок 4) и нетональные (шумопобные) $X_{nm}(k_1)$ (блок 5) компоненты.

Для выделения тональных компонент (блок 4) исследуется область частот вокруг каждой спектральной компоненты, являющейся локальным максимумом. Соответствующая ему спектральная составляющая включается в список тональных компонент $\{X_{tm}(k)\}_{tk}$, если в обследованной вокруг нее области частот она превышает любую компоненту, исключая две соседние с ней, не менее чем на 7 дБ. Значения $i$ определяют границы обследуемых областей частот $\Delta F(k+i)$. Эти области расширяются с повышением частоты, т.е. с ростом индекса $k$ спектральной компоненты $X(k)$. При расчете уровня тональной компоненты $X_{тк}(k)$ учитываются энергии двух соседних с каждой из них компонент $X(k-1)$ и $X(k+1)$. В результате формируется список тональных компонент $\{X_{тк}(k)\}_{tk}$. Как правило, число тональных компонент сравнительно невелико.

После этого формируется список нетональных (шумоподобных) компонент $\{X_{шк}(k)\}_{nk}$ (блок 5). Для этого из исходного спектра сигнала выборки исключаются тональные и соседние с ними компоненты, уже учтенные ранее. Затем спектр оставшихся компонент разделяется на полосы частот равные критическим полосам слуха. Границы критических полос в стандартах MPEG заданы таблично. В каждой из них вычисляется суммарная энергия шумоподобных компонент. Далее все шумоподобные компоненты внутри критической полосы слуха замещаются одной компонентой $X_{шк}(k_1)$ с равной энергией и расположенной в центре соответствующей критической полосы слуха, разумеется, с уче-




том дискретности $\Delta F$ спектра сигнала выборки. Сформированный таким образом список $\{X_{\text{шк}}(k)\}_{nk}$ будем называть шумоподобными (нетональными) компонентами. Он содержит не более 24 компонент, соответственно по одной в каждой критической полосе слуха.

Разделение исходного спектра сигнала выборки на тональные и нетональные (шумоподобные) компоненты необходимо, так как коэффициенты маскировки для них имеют разные значения (см. гл. 3). Напомним, что они оценивают *маскировку внутри критической полосы слуха*



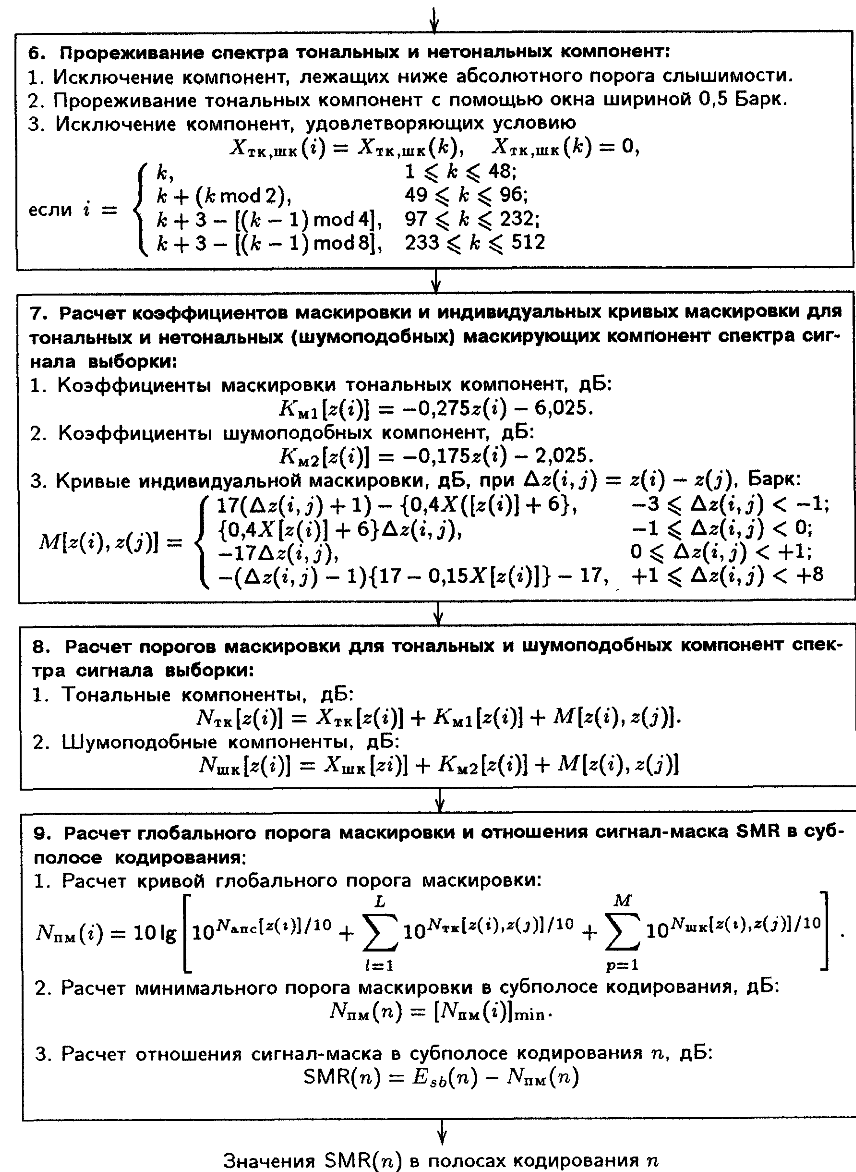



**Рис. 12.26.** Последовательность вычислений в психоакустической модели 1 стандартов MPEG ISO/IEC 11172-3 и ISO/IEC 13818-3

(intra-band-masking). В качестве примера на рис. 12.27 показаны коэффициенты маскировки $K_{\text{м1}}$ и $K_{\text{м2}}$, дБ, в функции от высоты тона $z$, барк, для двух ситуаций:

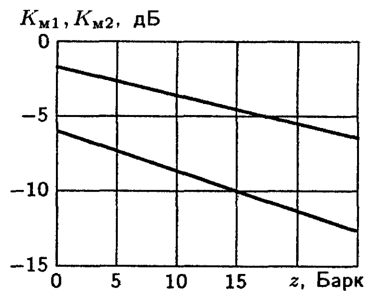



**Рис. 12.27.** Зависимость коэффициентов маскировки $K_{м1}$ и $K_{м2}$ от высоты тона $z$

1) тон маскирует шум (tone masking noise), последний равномерно охватывает этот тон с двух сторон и имеет полосу частот, равную критической полосе слуха (рис. 12.27, нижняя прямая); в стандартах MPEG зависимость коэффициента маскировки $K_{м1}$ для этой ситуации описывается формулой, представленной в пункте 1 блока 7;

2) шум, имеющий полосу частот равную критической полосе слуха, маскирует тон (noise masking tone), расположенный внутри него (рис. 12.27, верхняя линия). В этой ситуация коэффициент маскировки $K_{м2}$ в функции от высоты рассчитывается по формуле, приведенной в пункте 2 блока 7. Оба этих выражения заимствованы из стандарта MPEG-1. Напомним, что частота $F$, Гц, и высота тона $z$, барк, связаны эмпирической зависимостью вида

$$z = 13\,\mathrm{arctg}(0{,}0076F) + 3{,}5\,\mathrm{arctg}(F/7500)^2.$$

Нетрудно видеть (рис. 12.27), что коэффициент маскировки в обоих случаях падает с ростом высоты тона $z$. В общем случае для оценки маскировки внутри критической полосы слуха используется понятие коэффициента (индекса) тональности $\alpha$ и выражение вида

$$K_{м(i)} = -[\alpha(14{,}5 + i) + 5{,}5(1{,}0 - \alpha)],\ \text{дБ}.$$

Для чистого тона индекс тональности $\alpha$ равен 1, и коэффициент маскировки меняется от −14,5 дБ для первой критической полосы слуха ($i = 1$) до значения $-(14{,}5 + 24) = -38{,}5$ дБ (при $i = 24$), (tone masking noise). Для шумоподобного сигнала (noise masking tone) коэффициент маскировки $K_{м(i)}$ в первом приближении равен −5,5 дБ и не зависит от его положения на шкале барков. Однако более точные данные для этой ситуации получены Э. Цвикером, который предложил использовать для расчета коэффициента маскировки в ситуации, когда шум маскирует тон, выражение вида

$$K_{м2} = -2{,}2 - 2{,}05\,\mathrm{arctg}(F/4) - 0,75\,\mathrm{arctg}(F^2/2{,}56)^2,\ \text{дБ}.$$

Здесь $F$ выражено в кГц, а $K_{м2}$ — в дБ. Учитывая различие в маскировке шумоподобными и тональными компонентами, можно обобщенное выражение для расчета коэффициента маскировки записать иначе:

$$K_{м(i)} = \alpha(i)(14{,}5 + i) + (1{,}0 - \alpha)K_{м2}(i),\ \text{дБ},$$

где $i$ — номер критической полосы слуха ($i = 1, 2, \ldots, 24$) или высота тона, $\alpha(i)$ — индекс тональности, изменяющийся от нуля (шумоподобный сигнал) до 1, когда маскирующим сигналом является чистый тон.



**Маскировка вне критической полосы слуха** (extra-band-masking) одинакова как для тональных, так и для нетональных компонент. Она оценивается с помощью *индивидуальных кривых маскировки*, учитывающих избирательные свойства базилярной мембраны слухового анализатора и взаимное маскирующее действие соседних спектральных компонент. Однако до построения этих кривых спектры тональных и нетональных компонент прореживаются (блок 6). Прежде всего исключаются из рассмотрения все тональные $X_{тк}(k)$ и нетональные $X_{шк}(k)$ компоненты, лежащие ниже абсолютного порога слышимости. Кроме того, тональные компоненты дополнительно прореживаются при помощи окна шириной 0,5 барка. Если в окно попало две тональных компоненты, то та из них, которая имеет меньший уровень, выбрасывается. Вообще говоря, ширина этого окна при прореживании не одинакова в разных психоакустических моделях.

После прореживания формируется новая сетка спектральных компонент. При этом в первых трех субполосах (0...2250 Гц) учитываются все спектральные компоненты, в следующих трех субполосах (2250... ...4500 Гц) — каждая вторая, в последующих трех субполосах (4500... ...6750 Гц) — уже каждая четвертая и, наконец, в оставшихся 20 субполосах — лишь каждая восьмая спектральная составляющая (см. рис. 12.26, блок *6*, пункт 3). В итоге, если верхняя частота ЗС ограничена значением 22500 Гц, то после такого прореживания получаем спектр, состоящий в общей сложности из 126 спектральных компонент. Напомним, что исходный спектр содержал 512 спектральных составляющих.

В блоке 7 рассчитываются коэффициенты маскировки для тональных $K_{м1}[z(i)]$ и не тональных $K_{м2}[z(i)]$ компонент, а также индивидуальные кривые маскировки $M[z(i), z(j)]$ для каждой из них. Здесь $z(i)$ — высота тона маскирующей компоненты (тональной или шумоподобной); $z(j)$ — высота тона маскируемой компоненты; $\Delta z(i,j)$ — разность высот тона маскирующей $z(i)$ и маскируемой $z(j)$ компонент, барк. Семейство индивидуальных кривых маскировки представлено на рис. 12.28,*а*. По оси ординат отложен относительный порог слышимости (порог маскировки) $M$ в дБ, вычисленный по выражениям, приведенным в пункте 3 блока 7 (рис. 12.26). По оси абсцисс — разность высот тона $\Delta z = z(i) - z(j)$ маскируемой $z(j)$ и маскирующей $z(i)$ компонент, барк. Параметром представленных кривых является уровень $N$ маскирующей компоненты, дБ. Каждый спад кривой маскировки в сторону верхних и нижних частот аппроксимирован здесь двумя отрезками прямых линий.

В блоке 8 рассчитываются пороги маскировки $N_{тк}[z(i), z(j)]$ и $N_{шк}[z(i), z(j)]$ для каждой тональной $X_{тк}[z(i)]$ и шумоподобной $X_{шк}[z(i)]$ компонент.

И наконец, в блоке 9 психоакустической модели вычисляются: кривая глобального порога маскировки $N_{пм}(i)$ для выборки ЗС путем суммирования порогов маскировки тональных и шумоподобных компонент (пункт 1); минимальный порог маскировки в $N_{пм}(n)$ в каждой из суб-

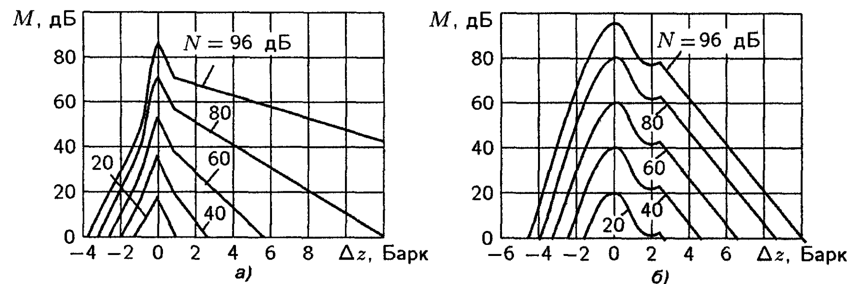



**Рис. 12.28.** Семейство кривых маскировки (развертывающих функций) для различных уровней маскирующего сигнала: *а* — психоакустическая модель 1 стандартов MPEG ISO/IEC 11172-3, 13818-3; *б* — психоакустическая модель 2 стандартов MPEG ISO/IEC 11172-3, 13818-3, 14496-3

полос кодирования $n$ (пункт 2), а после этого рассчитывается уже отношение сигнал-маска SMR($n$) для каждой из субполос кодирования $n$ (пункт 3 блока 9). Здесь $N_{\text{апс}}[z(i)]$ — выраженный в дБ абсолютный порог слышимости спектральной компоненты с высотой тона $z(i)$.

В психоакустической модели 1 исповедуется принцип аддитивности, (взаимонезависимости) действия на орган слуха спектральных компонент при их одновременном предъявлении. Напомним, что величина SMR($n$) представляет собой выраженное в дБ отношение энергии полезного сигнала к максимально-допустимой энергии искажений квантования в субполосе кодирования $n$, при котором эти искажения еще маскируются полезным сигналом.

**Психоакустическая модель 2.** В стандартах MPEG ISO/IEC 11172-3 и 13818-3 использована в алгоритме компрессии Layer 3, а ее модификация — в стандартах MPEG ISO/IEC 13818-7 AAC и 14496-3. Особенности этой модели:

- разделение спектра выборки звукового сигнала на полосы психоакустического анализа $b$, в которых и происходят вычисления; при этом имеем 62 полосы анализа для частоты дискретизации 48 кГц, 63 полосы анализа для частоты дискретизации 44,1 кГц и 59 полос анализа для частоты дискретизации 32 кГц;
- явления временно́й маскировки (предмаскировки и постмаскировки), а также пространственной демаскировки сигналов здесь также не учитываются;
- все расчеты одновременно выполняются как для длинных ($N = 1024$), так и для трех коротких ($N = 256$) выборок звукового сигнала.

Расчет отношения сигнал-маска SMR($n$) в полосах кодирования $n$ состоит здесь из процедур, указанных в блоках на рис. 12.29 Здесь же приведены и основные расчетные формулы Назовем эти процедуры

1. Вычисление БПФ, в результате которого для каждой спектральной компоненты $Y_w = \alpha_u + j\beta_w$ сигнала выборки вычисляются ее амплитуда $r_w = |Y_w|$ и фаза $\varphi_w$ (блок 1), где $w$ — индекс (номер) спектральной компоненты. Перед выполнением ортогонального преобразования сигнал выборки $s(n)$, как и в психоакустической модели 1, взвешивается оконной функцией Ханна $h(n)$.

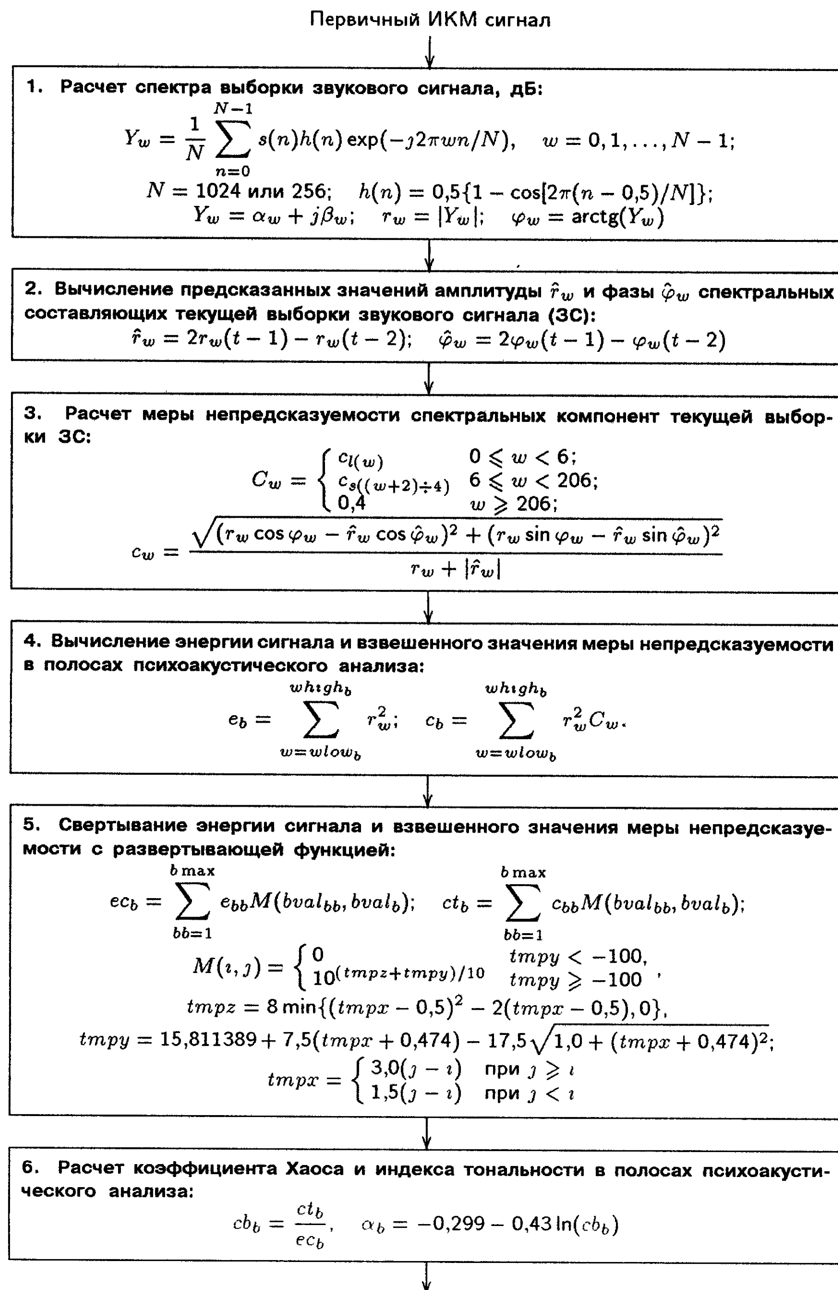


2. Вычисление предсказанных значений амплитуды $\hat{r}_w$ и фазы $\hat{\varphi}_w$ для каждой спектральной компоненты $w$ сигнала текущей выборки; для этой цели в памяти кодера MPEG должны храниться массивы модулей и фаз спектральных составляющих двух блоков $t-1$ и $t-2$, предшествующих текущему блоку $t$ (рис. 12.29, блок 2).

3. Расчет меры непредсказуемости $C_w$ для каждой спектральной компоненты $w$ текущей выборки (блок 3 на рис. 12.29). Эта мера учитывает наличие корреляционной связи между соответствующими спектральными компонентами текущего $t$ и предшествующими $t-1$ и $t-2$ выборками. На основании меры непредсказуемости делается вывод о степени близости сигнала в полосе психоакустического анализа $b$ к тону или к шуму, маскирующие свойства которых, как известно, различны. В модифицированной психоакустической модели 2 массив значений $C_w$ включает следующие данные: для спектральных компонент с индексами $0 \leqslant w < 6$ значения $C_w$ берутся из длинных блоков выборки; для $6 \leqslant w < 206$ — из второго короткого блока и для спектральных компонент с индексами $w \geqslant 206$ мера непредсказуемости принимается равной 0,4; знак $\div$ в формуле для расчета меры непредсказуемости обозначает целочисленное деление с округлением результата в сторону $-\infty$. Мера непредсказуемости $c_w$ для каждой спектральной компоненты вычисляется (независимо от длины блока) по одной и той же формуле, представленной в блоке 3.

4. В блоке 4 рассчитывается энергия $e_b$ и взвешенное значение меры непредсказуемости $c_b$ текущей выборки звукового сигнала в каждой полосе психоакустического анализа $b$. В приведенных здесь выражениях $wlow_b$ и $whigh_b$ — соответственно нижний и верхний индексы $w$ спектральных компонент в полосе психоакустического анализа $b$, где $b$ — номер (индекс) полосы анализа. Эти значения заданы в стандартах MPEG отдельными таблицами для каждой частоты дискретизации.

5. В блоке 5 прежде всего рассчитывается так называемая развертывающая функция $M(i,j)$, представляющая собой индивидуальную кривую маскировки, учитывающую избирательные свойства базилярной мембраны уха. В формуле для расчета развертывающей функции приняты следующие обозначения: $i = bval_{bb}$ — высота тона, барк, для развертываемого сигнала, $j = bval_b$ — высота тона сигнала, барк, который развертывается в полосу анализа $i$; величины $tmpz$, $tmpy$ и $tmpx$ — промежуточные переменные Семейство данных развертывающих функций представлено на рис. 12 28,*б*. Здесь по оси ординат отложены значения развертывающих функций $M$, дБ, а по оси абсцисс — разность высот тона $\Delta z$ маскируемой и маскирующей компонент, барк. Параметром представленных кривых является уровень $N$, дБ, маскирующей





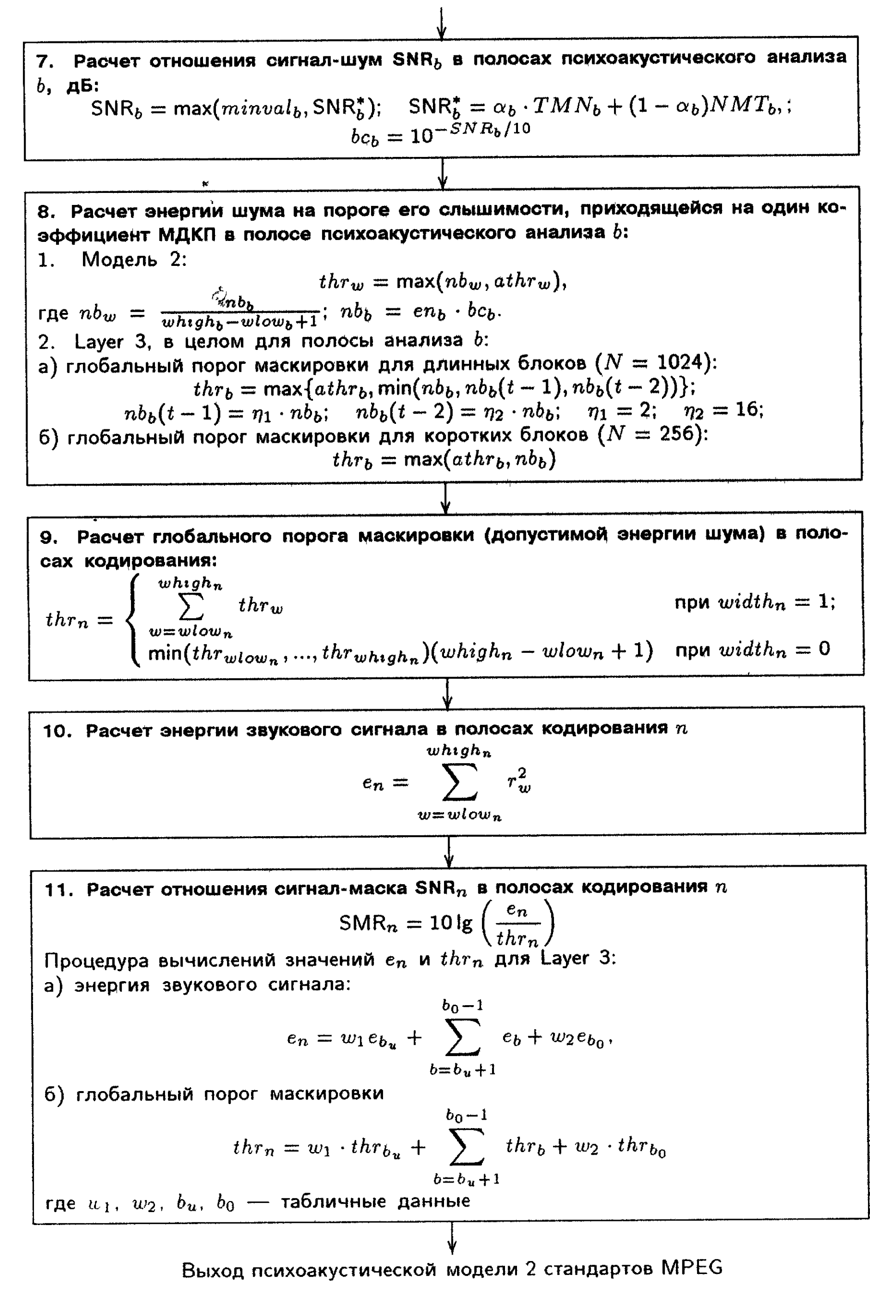




**Рис. 12.29.** Последовательность вычислений в психоакустической модели 2 стандарта MPEG ISO/IEC 11172-3

компоненты. Заметим, что учитываются только те значения развертывающей функции, которые превышают $10^{-6}$, в противном случае они принимаются равными нулю. Развертывающие функции, как и индивидуальные кривые маскировки в психоакустической модели 1, строятся в шкале высот тона, измеряемой в барках.

Далее рассчитываются свертки ($ec_b$ и $ct_b$) энергий сигнала $e_b$ и взвешенных значений меры непредсказуемости $c_b$ с развертывающей функцией $M(i,j)$ [она обозначена в стандарте как $sprdgnf(bval_{bb}, bval_b)$] с целью учета влияния соседних полос психоакустического анализа (блок 5).

6. Расчет отношения сигнал-шум $\mathrm{SNR}_b$ в полосах психоакустического анализа $b$ (блок 7 на рис. 12.29) выполняется с использованием индекса тональности $\alpha_b$ и коэффициентов маскировки $TMN_b$ и $NMT_b$. Здесь $\mathrm{SNR}_b^*$ — наименьшее отношение энергий полезного сигнала и шума, выраженное в дБ, при котором этот шум еще маскируется полезным сигналом для полосы анализа $b$; $TMN_b$ — разность между уровнями тона и шума, дБ, для ситуации, когда тон маскирует шум и уровень шума соответствует его порогу слышимости, для всех полос анализа $b$ эта величина принята равной 29 дБ (стандарт ISO/IEC 11172-3) и 18 дБ (стандарт ISO/IEC 13818-3); $NMT_b$ — разность между уровнями шума и тона, дБ, для ситуации, когда шум маскирует тон и уровень тона соответствует его порогу слышимости, для всех полос анализа $b$ $NMT_b$ также постоянная величина, равная 6 дБ (стандарты ISO/IEC 11172-3 Layer 3 и ISO/IEC 13818-3). Очевидно, чем меньше отношение $\mathrm{SNR}_b^*$, тем большим может быть допустимый уровень шума в полосе анализа $b$. Нижней границей отношения $\mathrm{SNR}_b^*$ служит табличная величина $minval_b$, представляющая собой поправочный коэффициент, который отличается от нуля лишь на самых нижних частотах.

Индекс тональности $\alpha_b$ рассчитывается с использованием коэффициента Хаоса $cb_b$, равного отношению $ct_b$ и $ec_b$ (блок 6). Величина $\alpha_b$ ограничивается пределами $0 < \alpha_b < 1$. Если расчеты дают значения бо́льшие 1, то его индекс тональности принимается равным 1, значения меньшие нуля заменяются при вычислениях нулями.

7. Расчет максимально-допустимой энергии шума $thr_b$ (глобального порога маскировки) в полосе психоакустического анализа $b$, при которой он еще маскируется полезным сигналом (блок 8). В пункте 1 блока 8 даны расчетные формулы, используемые в психоакустической модели 2. Здесь $nb_b$ — максимальная энергия шума в полосе анализа $b$, при котором шум еще маскируется полезным сигналом; $nb_u$ — то же самое, но приходящееся на один коэффициент МДКП сигнала выборки в полосе психоакустического анализа $b$; $athr_w$ — абсолютный порог слышимости для спектральной компоненты с индексом $w$ в линейных единицах; $wlow_b$ и $whigh_b$ — соответственно нижняя и верхняя границы полосы психоакустического анализа $b$. Отметим, что для всех коэффициентов МДКП в пределах одной полосы анализа $b$ эта величина принимается одинаковой, независимо от значений их амплитуд



Процедура вычисления глобального порога маскировки $thr_b$ в Layer 3 изменена (пункт 2, блок 8). В Layer 3 расчет допустимой энергии шума ведется в целом для полосы психоакустического анализа $b$. Значение глобального порога маскировки $thr_b$ определяется здесь путем сравнения величин $athr_b$, $nb_b$, $nb_b(t-1) = \eta_1 nb_b$ и $nb_b(t-2) = \eta_2 nb_b$, где $athr_b$ — энергия шума в полосе анализа $b$, соответствующая абсолютному порогу слышимости, когда нет мешающих звуков, она задана в табличной форме для каждой полосы анализа $b$; $nb_b(t-1)$ и $nb_b(t-2)$ — соответственно значения энергии шума на пороге слышимости, вычисленные в полосе анализа $b$ для двух предшествующих выборок звукового сигнала, причем $\eta_1 = 2$ и $\eta_2 = 16$ — поправочные коэффициенты, их значения получены эмпирическим путем.

8. Вычисление максимально-допустимой энергии шума (глобального порога маскировки) $thr_n$ в субполосах кодирования $n$ (блок 9). При переходе от полос психоакустического анализа $b$ (число этих полос зависит от частоты дискретизации $f_д$ и может быть равно в Layer 3 соответственно 59, 62 или 63) к полосам кодирования $n$ (их число равно 32) вводится понятие так называемой психоакустически узкой субполосы (ширина которой меньше, чем приблизительно 1/3 критической полосы) и психоакустически широкой субполосы. Ширина этих полос обозначена как $width_n$, где $n$ — номер субполосы кодирования. При этом для психоакустически узкой полосы кодирования $width_n = 1$, а для психоакустически широкой $width_n = 0$. В формуле для вычисления допустимой энергии шума $thr_n$ в субполосе кодирования $n$ (блок 9 на рис. 12.29) обозначения $wlow_n$ и $whigh_n$ представляют собой соответственно нижний и верхний индексы спектральных компонент выборки ЗС в субполосе кодирования $n$.

9. Вычисление энергии сигнала $e_n$ в полосах кодирования $n$ (блок 10). Здесь $wlow_n$ и $whigh_n$ — соответственно нижний и верхний индексы спектральных коэффициентов выборки звукового сигнала в субполосе кодирования $n$.

10. И, наконец, в блоке 11 рассчитывается отношение энергии полезного сигнала $e_n$ к допустимому значению энергии шума $thr_n$ (или так называемое отношение сигнал-маска $\mathrm{SMR}_n$), передаваемое кодеру MPEG для каждой из субполос кодирования $n$.

В отличие от модели 1 здесь изменены процедуры вычислений энергий полезного сигнала $e_n$ и глобального порога маскировки $thr_n$ (блок 11) в субполосах кодирования. При этом значения величин $w_1$, $w_2$, $b_u$, $b_o$ берутся из соответствующих таблиц стандартов MPEG, представленных отдельно для каждой частоты дискретизации ЗС и соответственно для длинной или короткой выборок сигнала.

Заметим, что для коротких выборок ЗС ($n = 256$) в стандарте MPEG ISO/IEC 11172-3 Layer 3 принят несколько упрощенный вариант вычисления отношения сигнал-маска. Вычисление глобального порога маскировки в каждой полосе психоакустического анализа $b$ выполняется

аналогично тому, как это делалось ранее для длинных блоков. Однако при вычислении допустимой энергии шума $bc_b = 10^{-\mathrm{SNR}_b/10}$ (блок 7 на рис. 12.29) значения $\mathrm{SNR}_b$, дБ, для коротких выборок берутся непосредственно из таблиц стандарта MPEG, а не рассчитываются по индексу тональности, как это делается для длинных выборок. При этом максимально допустимое значение энергии шума $thr_b$ в полосе психоакустического анализа $b$ для коротких выборок определяется сравнением значения $nb_b = en_b bc_b$ с абсолютным порогом слышимости $athr_b$ и выбором наибольшего из этих двух значений: $thr_b = \max(athr_b, nb_b)$ (пункт 2,6 блока 8 на рис. 12.29). Дальнейшая процедура вычислений, выполняемых для коротких выборок, не отличается от ранее изложенной. Глобальный порог маскировки рассчитывается отдельно для каждой из трех коротких выборок.

Заметим, что в стандартах MPEG ISO/IEC 13818-7 и 14496-3 применяется модифицированная психоакустическая модель 2. Введенные в ней изменения носят частный характер, поэтому отдельно здесь не рассматриваются.

## 12.9. Психоакустическая модель стандарта ATSC Dolby AC-3

В кодере Dolby AC-3 кодированию подвергаются не отсчеты ЗС, а коэффициенты МДКП При этом каждый коэффициент МДКП представляется в формате с плавающей запятой двумя значениями: экспонентой (или порядком) и мантиссой:

$$X_D[k] = A[k] \cdot 2^{-B[k]},$$

где $A[k]$ и $B[k]$ — соответственно мантисса и порядок $k$-го коэффициента преобразования. Порядок равен числу нулей перед первой единицей двоичного представления коэффициента МДКП Он является по сути дела его масштабным коэффициентом (или нормирующим множителем) Знак коэффициента МДКП учитывается только при кодировании мантиссы

Массивом входных данных для блока психоакустической модели здесь являются порядки $B[k]$ Выполняемые в модели вычисления включают следующие этапы (рис 12 30)*

**1. Преобразование массива порядков коэффициентов МДКП и формирование полос психоакустического анализа.** Порядок $B[k]$ каждого коэффициента МДКП преобразуется в значение PSD$[k]$ для новой шкалы, содержащей 3072 градации, по формуле

$$\mathrm{PSD}[k] = 3072 - 128B[k].$$

* На рис 12 30 и далее log — логарифм по основанию 2 — *Прим ред.*



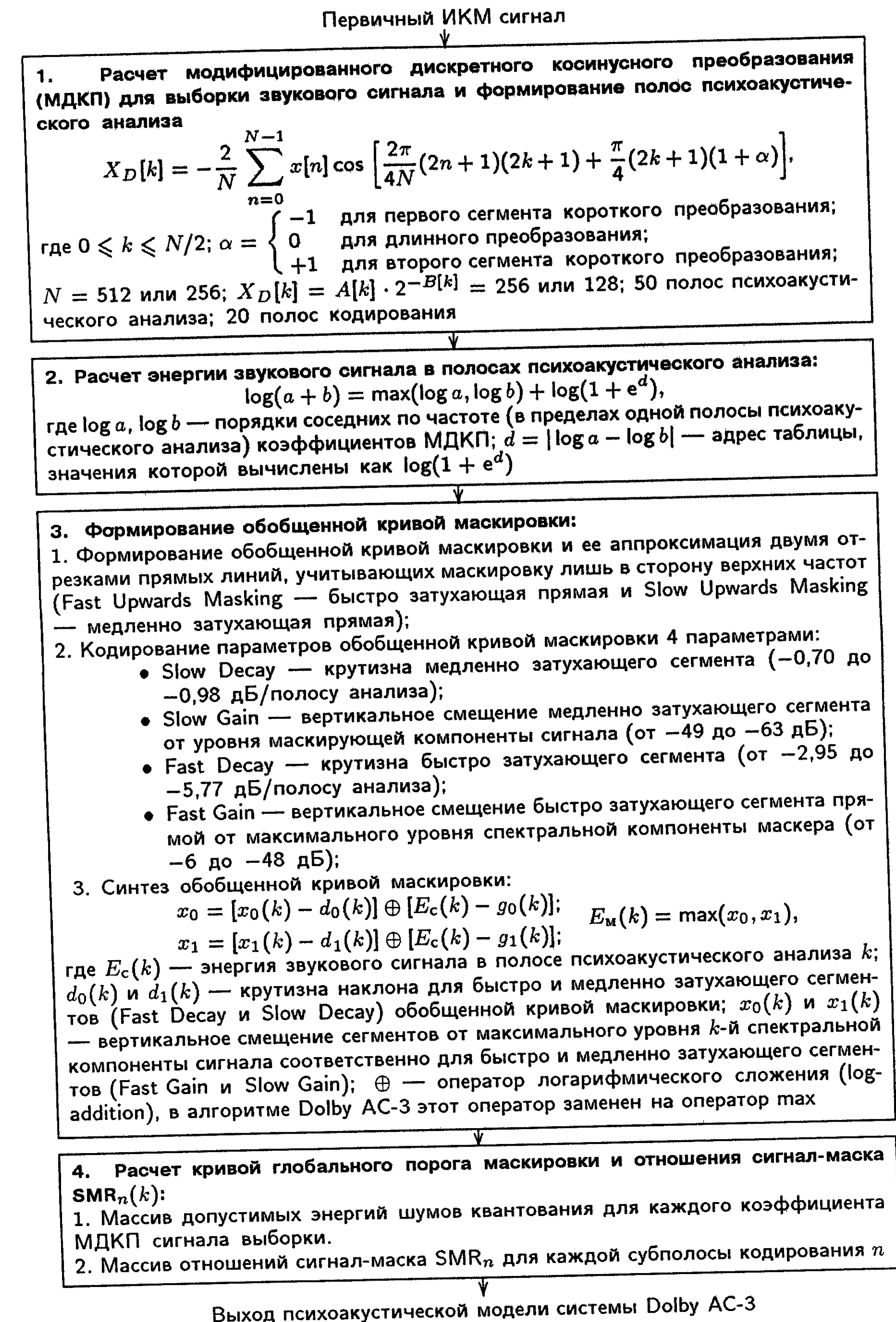



**Рис. 12.30.** Последовательность вычислений в психоакустической модели алгоритма компрессии A/52 системы Dolby AC-3

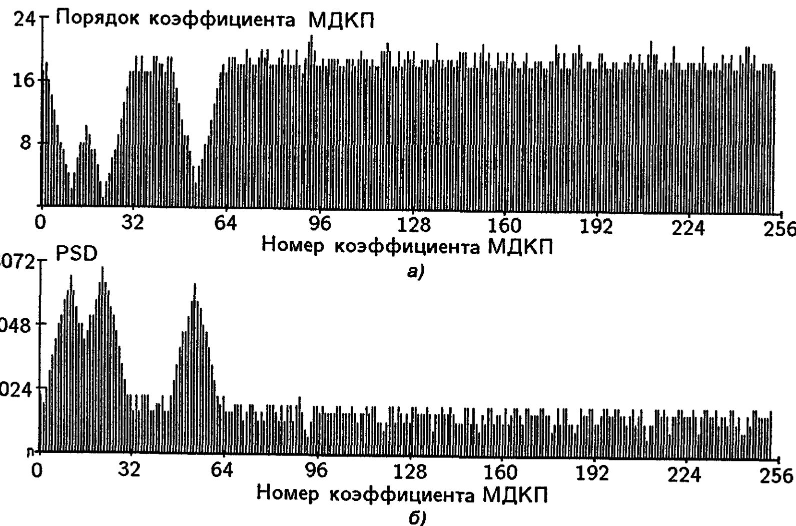



**Рис. 12.31.** Расчет интенсивностей порядков коэффициентов МДКП

В результате формируется новый массив порядков коэффициентов МДКП (рис 12 31,*б*) На рис 12 31,*а* представлен исходный массив порядков коэффициентов МДКП

Дискретность изменения порядка коэффициента МДКП, как уже было сказано ранее, составляет 6 дБ, а наибольшее его значение равно 24 Поэтому полный динамический диапазон сигнала в системе Dolby AC-3 равен $24 \times 6 = 144$ дБ Множитель 128 в данной формуле позволяет уменьшить дискретность грубой шкалы до шага, равного $6/128 = 0{,}046875$ дБ, что лежит уже существенно ниже порога различимости слуха по амплитуде Полученная таким образом новая шкала значений, изменяющихся в диапазоне от 0 до 3072 с шагом 0,046875 дБ, если эти величины выражать в числе дискретных ступеней, принимается далее в качестве основной Все параметры в стандарте Dolby AC-3 выражены в абсолютных единицах этой новой шкалы

Вычисления в психоакустической модели выполняются в так называемых полосах психоакустического анализа Они не одинаковы по ширине Различие между структурой полос психоакустического анализа, принятой в системе Dolby AC-3, и критическими полосами слуха иллюстрирует рис 12 32 По оси ординат отложены ширины полос анализа и критических полос слуха, а по оси абсцисс — средняя частота сигнала При этом ступенчатая кривая соответствует полосам анализа в кодере Dolby AC-3, сплошная кривая — критическим полосам слуха, а пунктирная линия — полосам, ширина которых соответствует половине ширины критических полос слуха

До частоты 2531 Гц ширина полос психоакустического анализа одинакова и выбрана так что в каждую из них попадает только один ко-



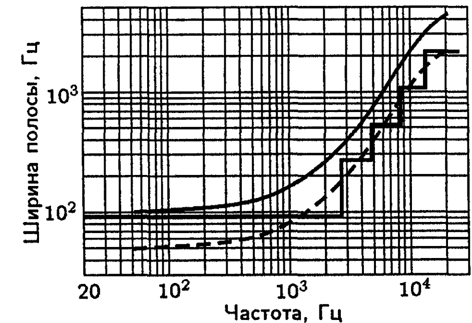



**Рис. 12.32.** Изменение ширины полос психоакустического анализа в зависимости от средней частоты для кодека Dolby AC-3

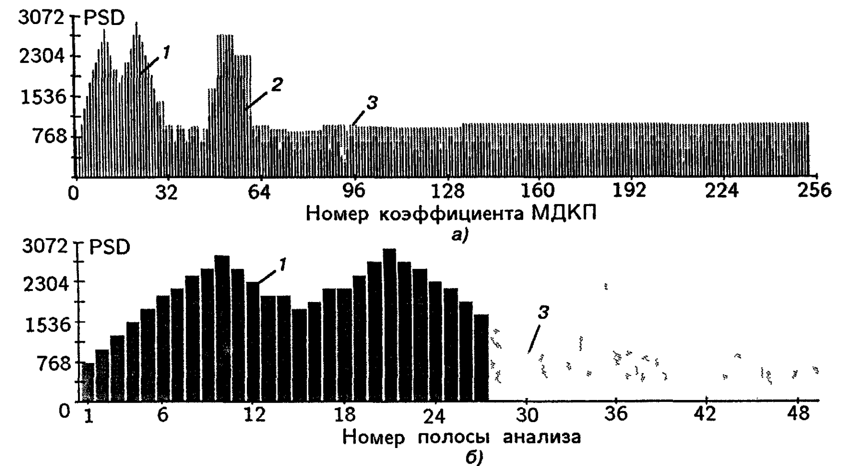



**Рис. 12.33.** Структура полос психоакустического анализа в системе Dolby AC-3

эффициент МДКП Например, при частоте дискретизации $f_д = 48$ кГц и длине выборки $N = 512$ отсчетам ЗС ширина этих полос составляет 93,75 Гц До частоты 2531 Гц имеем в этом случае 28 полос анализа одинаковой ширины Далее их ширина возрастает с ростом частоты так, что они включают соответственно по 3, 6, 12 и, наконец, по 24 коэффициента МДКП каждая Всего в нашем случае будет 256 коэффициентов МДКП, а полос анализа 50, что соответствует полосе частот входного звукового сигнала 0 23900 Гц Изложенное выше поясняет график на рис 12 33,*а* Здесь изображены массивы $PSD[k]$ порядков коэффициентов МДКП в полосах психоакустического анализа (массивы *1* и *2*)

**2. Расчет энергии звукового сигнала в полосах психоакустического анализа** Суммарное значение энергии звукового сигнала в каждой полосе психоакустического анализа в стандарте Dolby AC-3 вычисляется по формуле (см рис 12 30, блок 2)

$$\log(a + b) = \max(\log a, \log b) + \log(1 + e^d),$$

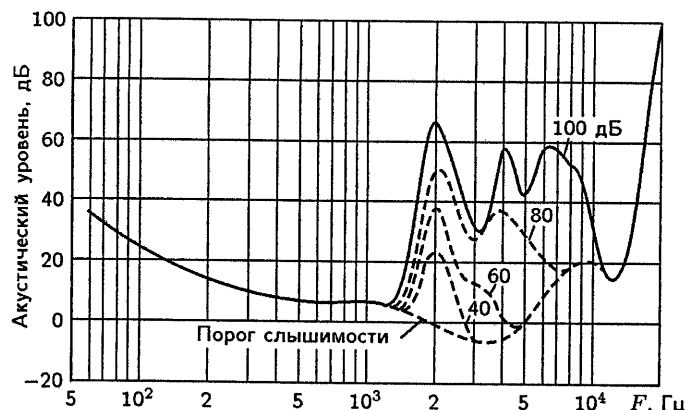



**Рис. 12.34.** Изменение порога слышимости измерительного тона, маскируемого тоном частотой 3200 Гц

где $d = |\log a - \log b|$ — адрес таблицы, содержащей значения $\log(1+e^d)$; $\log a$, $\log b$ — порядки соседних (в пределах одной полосы психоакустического анализа) коэффициентов МДКП. В стандарте использован следующий механизм вычислений: сначала берутся порядки первых двух коэффициентов МДКП в данной полосе анализа и определяется максимальное значение. К нему добавляется величина, равная разности порядков этих двух коэффициентов. Значения последней задаются в форме табличной функции экспоненциального вида. Затем полученное таким образом суммарное значение порядка записывается в аккумулятор (накопитель) и далее осуществляется сравнение этого вычисленного значения с порядком следующего по номеру индекса коэффициента МДКП и т.д. Процесс вычислений повторяется до тех пор, пока не будут использованы все коэффициенты МДКП в данной полосе анализа. На рис. 12.33,*б* показан массив энергий порядков коэффициентов МДКП в полосах анализа, а на рис. 12.33,*а* — тот же самый массив (отмечен цифрой *3*), но вместо номера полосы анализа по оси абсцисс отложены номера коэффициентов МДКП, что позволяет увидеть число коэффициентов МДКП в каждой из полос психоакустического анализа.

**3. Выбор прототипа индивидуальной кривой маскировки.** Как и в стандартах MPEG, здесь учитывается маскировка только в частотной области. В основе выбора прототипа кривой маскировки лежат экспериментальные данные, полученные для тонов и заимствованные из работ E. Zwicker, R. Ehmer, L. Fielder и E. Benjamin. В качестве примера на рис. 12.34 изображено семейство кривых маскировки для тона частотой 3200 Гц. Параметром каждой кривой является абсолютный акустический уровень маскирующего тона, дБ, вычисленный относительно звукового давления $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ Па и равный соответственно 40, 60, 80 и 100 дБ.

Для каждого уровня маскирующего тона (из экспериментальных



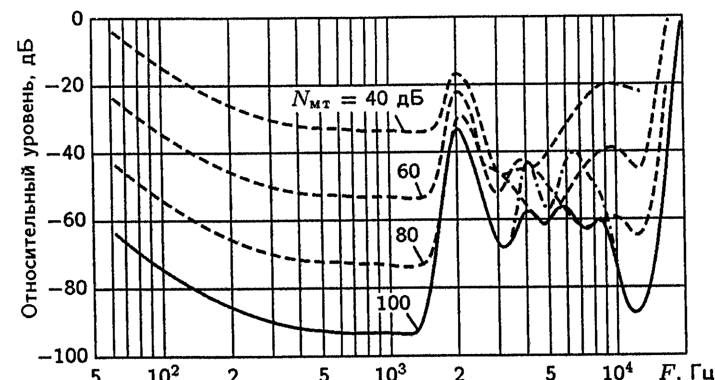



**Рис. 12.35.** К построению композитной кривой порога слышимости шума, маскируемого тоном частотой 2000 Гц

данных, подобных представленным на рис. 12.34) определялся относительный порог слышимости шума с полосой частот равной полосе психоакустического анализа. Средняя частота полосы маскируемого шума изменялась. Иными словами, рассматривалась маскировка вне критической полосы слуха, при которой тон маскирует шум с полосой частот примерно равной 0,5 барка. Затем каждая полученная таким путем зависимость нормировалась к уровню маскирующего тона по формуле

$$N_{ш/т}(F) = N_{мш}(F) - N_{мт}(F), \text{ дБ},$$

где $N_{ш/т}(F)$ — нормированный по отношению к уровню маскирующего тона порог слышимости шума; $N_{мш}(F)$ — порог слышимости шума, маскируемого тоном, $N_{мт}(F)$ — уровень маскирующего тона. Эти вычисления выполнялись отдельно для каждого значения частоты и уровня маскирующего тона.

В качестве примера на рис. 12.35 показано семейство таких зависимостей для тона частотой 2000 Гц (пунктирные линии). Параметром каждой из представленных здесь кривых является уровень маскирующего тона $N_{мт}$, в данном случае частотой 2000 Гц. Сплошной линией здесь показана так называемая композитная кривая маскировки, представляющая собой возможные наименьшие значения для всего представленного здесь семейства нормированных кривых маскировки. В результате этих вычислений разработчиками было в общей сложности получено десять таких композитных зависимостей. Далее эта совокупность композитных кривых маскировки была преобразована в так называемые обобщенные кривые маскировки. Последние представлены на одном графике в виде, показанном на рис. 12.36 (пунктирные кривые). По оси абсцисс здесь отложена уже высота тона (а не частота, как это было ранее), деления следуют через 0,5 барка, что соответствует расстоянию между центрами соседних полос психоакустического анализа системы Dolby AC-3, а нуль этой новой шкалы соответствует высоте маскирующего тона, вы-

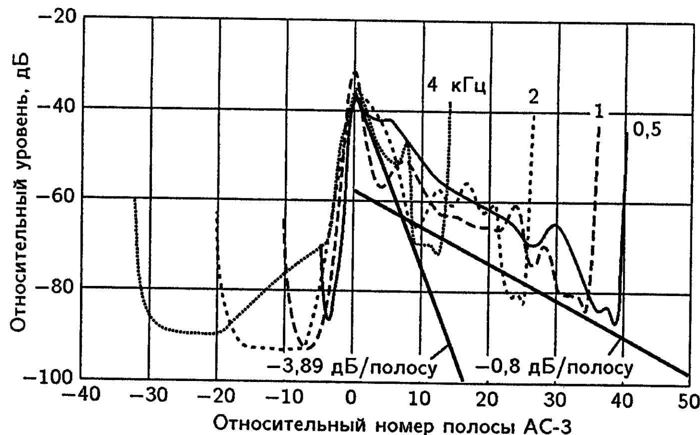



**Рис. 12.36.** К построению обобщенных кривых маскировки

раженной в барках. Параметром каждой такой обобщенной кривой маскировки является частота маскирующего тона. Представленные здесь кривые и есть ничто иное, как развертывающие функции, или индивидуальные кривые маскировки.

**4. Кодирование параметров обобщенных кривых маскировки**. Аппроксимация обобщенных кривых маскировки достаточно сложна. Поэтому далее при их использовании введены упрощения. В системе Dolby AC-3 маскировка в сторону низких частот не учитывается. Маскировка в сторону верхних частот (см. рис. 12.36) с точностью, вполне достаточной для практики, может быть аппроксимирована двумя отрезками прямых линий (сплошные линии): Fast Upwards Masking — прямая быстрого затухания *1* и Slow Upwards Masking — прямая медленного затухания *2* (рис. 12.37). Для их задания в системе Dolby AC-3 используются четыре параметра, которые включаются кодером в поле данных психоакустической модели для передачи декодеру и обозначаются как (см. рис. 12.30, блок 3, пункт 2):

Slow Decay — крутизна медленно затухающего сегмента, диапазон изменений данного параметра составляет от −0,70 до −0,98 дБ/полосу психоакустического анализа;

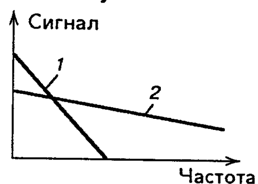



**Рис. 12.37.** Прототип обобщенной кривой маскировки в системе Dolby AC-3

Slow Gain — вертикальное смещение вниз от уровня маскирующей компоненты сигнала для медленно затухающего сегмента, диапазон изменений этой величины составляет от −49 до −63 дБ;

Fast Decay — крутизна быстро затухающего сегмента, диапазон изменений крутизны наклона от −2,95 до −5,77 дБ/полосу анализа;

Fast Gain — вертикальное смещение быстро затухающего сегмента прямой от максимально-



го уровня маскирующей компоненты, диапазон изменений этой величины — от −6 до −48 дБ.

**5. Синтез обобщенной кривой маскировки.** Отрезки аппроксимирующих прямых линий в кодере Dolby AC-3 синтезируются при помощи двух рекурсивных фильтров, включенных параллельно. Результирующее значение глобального порога маскировки $E_{\text{м}}(k)$ в полосе психоакустического анализа $k$ определяется как наибольшее значение из выходных отсчетов этих двух фильтров. Математически процедуру вычисления глобального порога маскировки можно записать следующим образом (рис. 12.30, блок 4, пункт 3):

$$x_0(k) = [x_0(k) - d_0(k)] \oplus [E_{\text{c}}(k) - g_0(k)];$$
$$x_1(k) = [x_1(k) - d_1(k)] \oplus [E_{\text{c}}(k) - g_1(k)];$$
$$E_{\text{м}}(k) = \max(x_0, x_1),$$

где $E_{\text{c}}(k)$ — энергия звукового сигнала в полосе психоакустического анализа $k$; $d_0(k)$ и $d_1(k)$ — крутизна наклона, соответственно для быстро (Fast Decay) и медленно (Slow Decay) затухающего сегментов обобщенной кривой маскировки; $x_0(k)$ и $x_1(k)$ — вертикальное смещение сегментов от максимального уровня $k$-й спектральной компоненты сигнала, соответственно для быстро и медленно затухающего сегментов (Fast Gain и Slow Gain); $\oplus$ — оператор логарифмического сложения (log-addition), в алгоритме Dolby AC-3 этот оператор заменен на оператор max.

Далее полученные значения $E_{\text{м}}(k)$ корректируются с целью учета влияния уровня маскирующего сигнала на порог маскировки. После коррекции глобальный порог маскировки в каждой полосе психоакустического анализа сравнивается с абсолютным порогом слышимости и выбирается наибольшее из этих двух значений. В результате выполнения этих операций получается *результирующая кривая маскировки*, определяющая допустимые значения энергии шумов квантования в каждой из полос психоакустического анализа. Минимально допустимое для каждой полосы психоакустического анализа отношение сигнал-шум квантования $\text{SNR}_n$, дБ, вычисляется как разность уровней энергий полезного сигнала и шумов квантования, лежащих на пороге слышимости. При расчете энергии полезного сигнала используются только порядки коэффициентов МДКП. Значение $\text{SNR}_n[k]$, приведенное к одному коэффиценту МДКП данной полосы психоакустического анализа, вычисляется как $\text{SNR}_n[k] = \text{SNR}_n/k$, где $k$ — число коэффицентов МДКП в $n$-й полосе психоакустического анализа. Именно этот массив данных образует *кривую глобального порога маскировки*, которая и определяет число битов, выделяемых на кодирование мантисс коэффициентов МДКП. Пример данной кривой показан на 12.38,*а* — кривая *1* Коэффициенты МДКП, расположенные ниже этой кривой, не кодируются и не передаются на приемную сторону системы передачи, ибо лежат ниже относительного порога слышимости. На рис. 12.38,*б* приведено число битов, которое требуется выделить для кодирования мантисс каждого

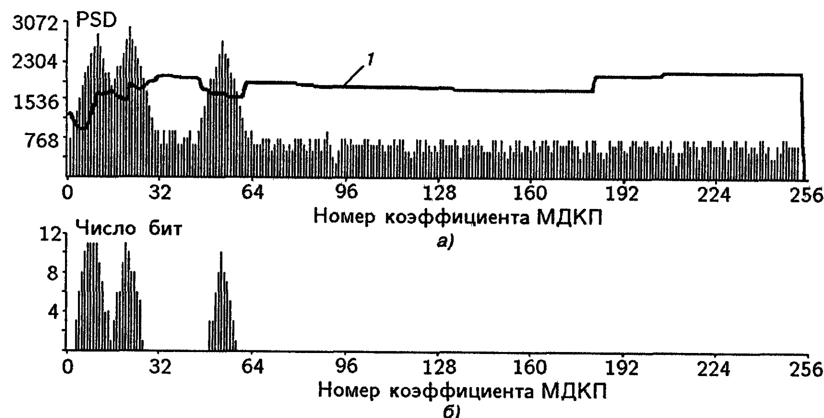



**Рис. 12.38.** К процедуре выделения битов при кодировании мантисс коэффициентов МДКП

из тех коэффициентов МДКП, передача которых необходима на приемную сторону цифровой системы передачи.

При вертикальном смещении кривой глобального порога маскировки изменяется отношение сигнал-шум (SNR), а следовательно, и число выделяемых битов на кодирование мантисс коэффициентов МДКП. Возможны грубое и плавное смещение кривой глобального порога маскировки. Достигается это изменением параметров CSNR и FSNR. Причем плавное смещение кривой с шагом 3/16 дБ достигается изменением параметра FSNR, а грубое смещение кривой с шагом 3 дБ — изменением параметра CSNR. Суммарная величина смещения кривой глобального порога маскировки (SNROFFSET) относительно ее первоначального исходного положения определяется формулой

$$\mathrm{SNROFFSET} = ((\mathrm{CSNR} - 15) \cdot 16 + \mathrm{FSNR}) \cdot 4.$$

Здесь параметры SNROFFSET, CSNR и FSNR выражены в целочисленных значениях шкалы, о которой было сказано выше. Параметр FSNR определен стандартом Dolby AC-3 отдельно для каждого кодируемого канального сигнала, в то время как параметр CSNR одинаков для всех кодируемых сигналов.

**6. Процедура выделения битов.** Перед началом итерационного процесса выделения битов кривая глобального порога маскировки устанавливается в верхнее максимальное положение (рис. 12.39). При этом оба параметра FSNR и CSNR принимают нулевые значения. Далее кривая маскировки смещается вниз на 3 дБ при каждом шаге итерации, что соответствует грубому ее смещению. При этом параметр CSNR увеличивается на 1 при каждом шаге итерации. Процесс смещения кривой вниз повторяется до тех пор, пока число выделяемых на кодирование мантисс коэффициентов МДКП битов не превысит доступного их числа, определяемого установленной скоростью цифрового потока. В этом и состоит



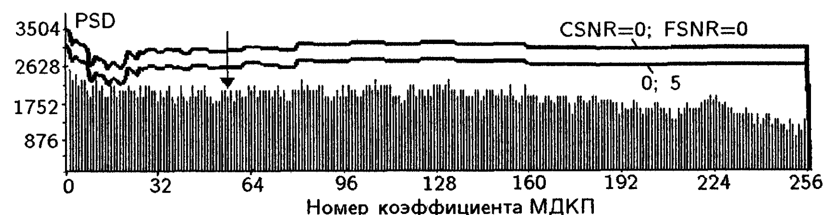



**Рис. 12.39.** Смещение кривой глобального порога маскировки с шагом 3 дБ (первый цикл итерационного процесса)

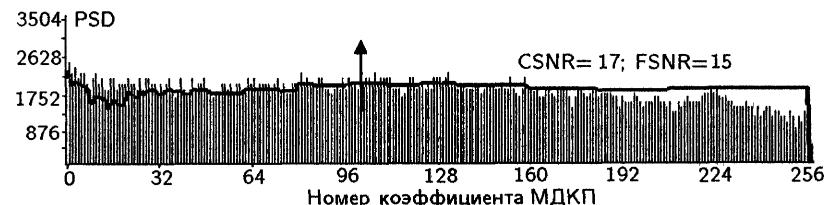



**Рис. 12.40.** Смещение кривой глобального порога маскировки с шагом 3/16 дБ (второй цикл итерационного процесса)

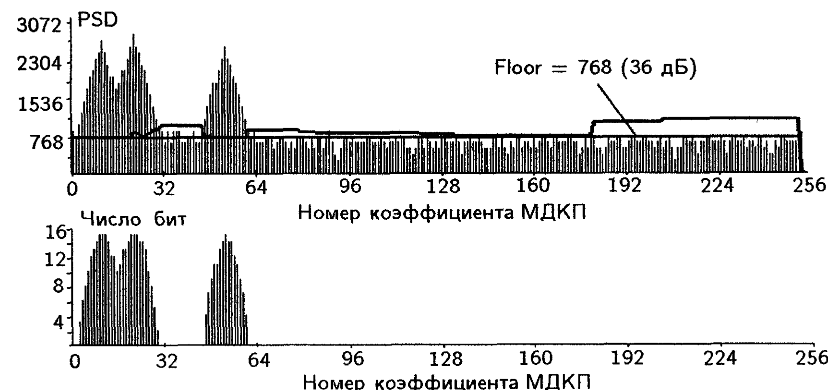



**Рис. 12.41.** К пояснению влияния параметра Floor

первый цикл итерационного процесса.

Второй цикл итерационного процесса заключается в медленном смещении кривой глобального порога маскировки, но уже вверх от последнего ее положения При этом шаг смещения устанавливается уже существенно меньшему значению, равному 3/16 дБ, что соответствует изменению параметра FSNR на 1 при каждом таком шаге итерации (рис. 12 40) Процесс плавного смещения этой кривой вверх повторяется до тех пор, пока число битов, выделяемых для кодирования мантисс, станет меньше или равно их доступному числу для установленной скорости передачи

Помимо вышеперечисленных в процессе выделения битов используется дополнительно еще один параметр, обозначенный как Floor. Этот параметр устанавливает определенный уровень смещения кривой глобального порога маскировки, ниже которого она опуститься не может, что при определенных ситуациях может вызвать спрямление расчетной кривой глобального порога маскировки (рис. 12.41).

## 12.10. Семейство стандартов MPEG

**Стандарт MPEG-1 ISO/IEC 11172-3** рекомендуется для кодирования высококачественных моно- и двухканальных стереофонических сигналов, он предусматривает использование трех значений частот дискретизации звуковых сигналов равных 32, 44,1 и 48 кГц.

**Стандарт MPEG-2 ISO/IEC 13818-3** — это обратно совместимая с MPEG-1 версия метода кодирования звуковых сигналов различных форматов: 1/0, 2/0, 3/1, 3/2, 5.1, сигналов систем Dolby (Dolby Stereo, Dolby Surround и Dolby Pro Logic и т.п.). Она использует (дополнительно к уже имеющимся значениям в MPEG-1) частоты дискретизации, равные 16, 22,05 и 24 кГц.

**Стандарт MPEG-2 ISO/IEC 13818-7 AAC** предназначен для высококачественного (indistinguishable quality) в соответствии с требованиями EBU кодирования звуковых сигналов в полной полосе частот (до 20 кГц) при скоростях передачи около 64 кбит/с.

**Стандарт MPEG-4 ISO/IEC 14496-3** ориентирован на мультимедиа приложения. Он спроектирован так, чтобы расширить возможности между мультимедиа терминалами мобильного доступа низкой сложности до высококачественных звуковых систем. Он использует базовые идеи и алгоритмы кодирования, уже определенные в стандарте MPEG-2 ISO/IEC 13818-7 AAC, а также новые идеи, основанные на параметрическом представлении звуковых сигналов.

В стандартах MPEG предусмотрено несколько уровней (слоев) компрессии цифровых данных: Layer 1, Layer 2 и Layer 3.

*Layer 1* (слой 1) рекомендуется для применения в профессиональной области, в системах записи-перезаписи с высоким студийным качеством с достаточной емкостью памяти. Он характеризуется небольшой сложностью и не высокой степенью редукции аудиоданных. Основные параметры: скорость цифрового потока 192...256 кбит/с, коэффициент компрессии около 4, задержка сигнала при обработке около 20 мс.

*Layer 2* (слой 2) — потребительская область применения, высококачественное радиовещание; ему соответствует средняя сложность и средняя степень компрессии цифровых аудиоданных. Основные параметры: рекомендуемая скорость цифрового потока 128 кбит/с при кодировании звукового сигнала с полосой частот равной 40...15 кГц; коэффициент компрессии 6; задержка сигнала при обработке 40...50 мс.



*Layer 3* (слой 3) рекомендуется для передачи звуковых сигналов по сети ISDN в профессиональной области со средним качеством, Интернет-вещания, отличается высокой сложностью и характеризуется следующими параметрами: скорость цифрового потока 64 кбит/с при полосе звукового сигнала 40...15 кГц, время задержки при его обработке более 50 мс.

## 12.11. Кодеры стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3

**Общие сведения.** Первичный цифровой сигнал ($f_д = 48$ кГц, $\Delta A = 16$ бит/отсчет, $v = 768$ кбит/с) разделяется банком цифровых фильтров на 32 субполосные составляющие (рис. 12.42 и 12.43). Аудиофрейм образует выборка, состоящая из 384 (Layer 1) или из 1152 (Layer 2 и Layer 3) отсчетов ЗС. Время передачи аудиофрейма составляет 8 мс (Layer 1) и 24 мс (Layer 2 и Layer 3). Банк фильтров имеет относительно малое время задержки ЗС при одновременной компенсации искажений, возникающих за счет интерференции в местах стыковки субполосных сигналов. Все 32 субполосы имеют постоянную ширину $\Delta F = f_д/(2n)$, равную 750 Гц, где $f_д$ — частота дискретизации ЗС; $n$ — число субполос. После фильтрации отсчеты ЗС в каждой субполосе собираются в блоки. Кодированию могут подвергаться либо сами отсчеты ЗС (Layer 1 и Layer 2), либо коэффициенты МДКП (Layer 3). В первом случае (рис. 12.42) в каждой субполосе кодирования имеем

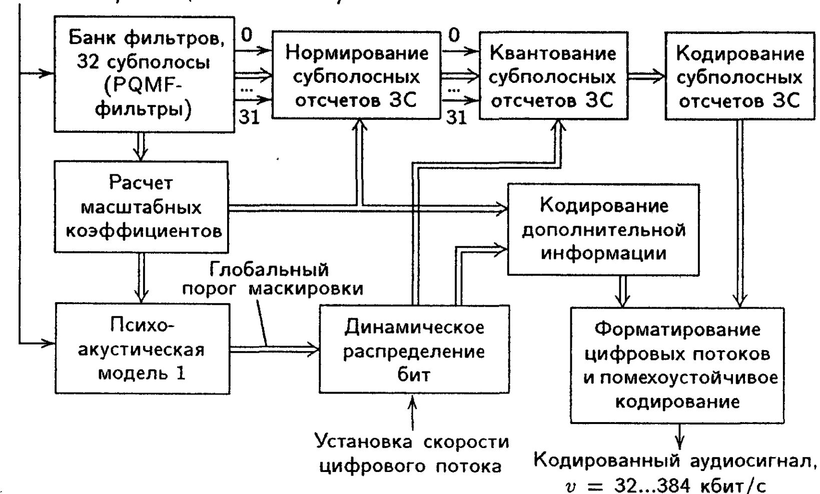



**Рис. 12.42.** Структурная схема кодера MPEG стандарта ISO/IEC 11172-3, Layer 1 и Layer 2

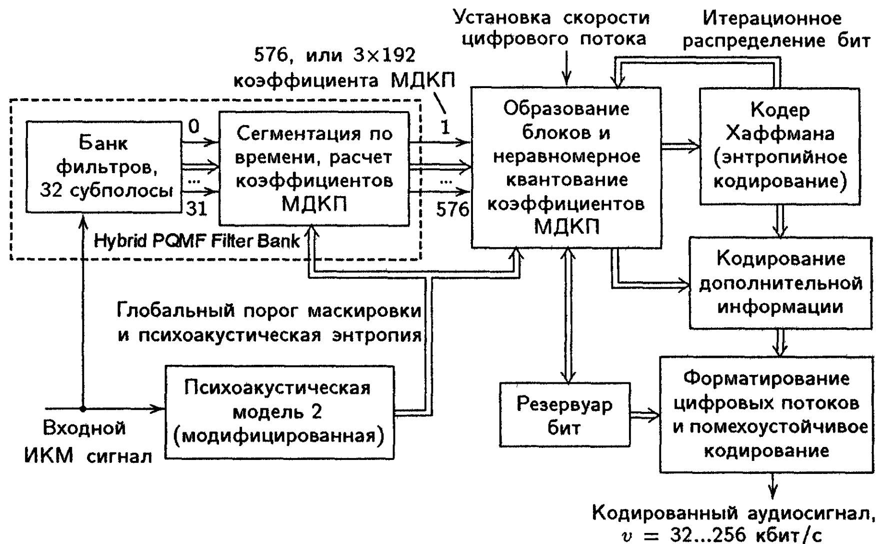



**Рис. 12.43.** Структурная схема кодера MPEG стандарта ISO/IEC 11172-3, Layer 3

по 384 : 32 = 12 (Layer 1) или по 1152 : 32 = 36 отсчетов ЗС (Layer 2), во втором случае (рис. 12.43) — по 18 коэффициентов МДКП. Заметим, что в Layer 1 и в Layer 2 используется банк полифазных квадратурных зеркальных фильтров PQMF (Polyphase Quadrature Mirror Filter); в отличие от этого в Layer 3 применен так называемый гибридный банк фильтров (Hybrid PQMF Filter Bank, рис. 12.44), который дополнительно содержит блок МДКП и частотный корректор (ЧК). В Layer 3 при помощи банка PQMF-фильтров 1152 отсчета ЗС двумя блоками по 576 отсчетов каждый прежде всего разделяются на 32 субполосных составляющих. На выходе каждого такого PQMF фильтра имеем соответственно 36 (18 + 18) отсчетов ЗС. При расфильтровке значение $f_д$ в каждом субполосном канале понижается в 32 раза. Далее в каждом таком субканале для группы отсчетов ЗС выполняется МДКП. При этом длина $N$ ортогонального преобразования зависит от формы временно́й функции выборки ЗС. При отсутствии всплесков в сигнале выборки МДКП выполняется для всей группы из 36 отсчетов субполосного сигнала, а при наличии всплесков отдельно для трех групп, каждая из которых содержит уже по 12 отсчетов звукового сигнала, образуя три подблока. При длинном преобразовании ($N = 36$) общее число коэффициентов МДКП во всех субполосах (субканалах) равно $18 \times 32 = 576$, при коротком преобразовании ($N = 12$) имеем соответственно по $6 \times 32 = 192$ коэффициента МДКП в каждом коротком блоке. Далее эти три коротких блока объединяются в гранулу, так что в обоих случаях общее число коэффициентов МДКП в выборке звукового сигнала равно $192 \times 3 = 576$

Для изменения длины $N$ ортогонального преобразования исполь-



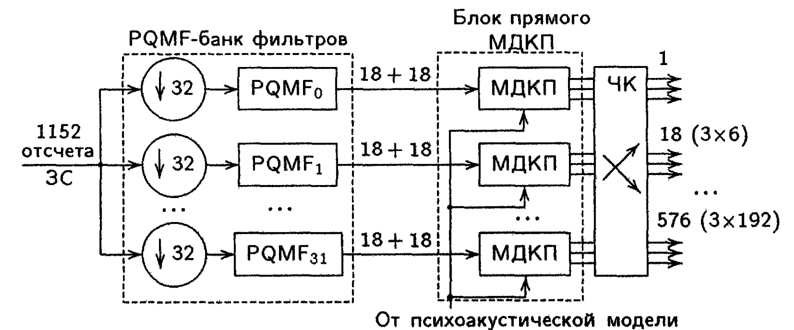



**Рис. 12.44.** Структурная схема гибридного банка фильтров кодера MPEG стандартов ISO/IEC 11172-3 или 13818-3, Layer 3

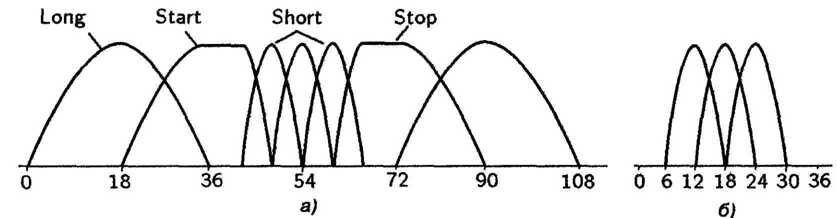



**Рис. 12.45.** Типы оконных функций, используемых в гибридном банке фильтров (*а*), и последовательность их переключения при наличии всплеска в сигнале выборки (*б*)

зуется набор оконных функций: синусное окно типа long для длинного преобразования, синусное окно short для короткого преобразования и два окна перехода start и stop, необходимые для уменьшения искажений, возникающих при переходе от длинных к коротким окнам и наоборот (рис. 12 45) Частотный корректор (ЧК, рис 12.44) необходим для уменьшения искажений, возникающих вследствие добавления в банк PQMF фильтров (Layer 1 и Layer 2) процедуры ортогонального преобразования Решение о выборе длины МДКП принимает психоакустическая модель кодера, вычисляя для сигнала каждого аудиофрейма психоакустическую энтропию $PE$ Если $PE$ превышает некоторое пороговое значение, то используется короткое преобразование ($N = 12$), в противном случае — длинное ($N = 36$)

Отсчеты ЗС или соответствующие им коэффициенты МДКП после банка фильтров масштабируются (нормируются), квантуются и затем кодируются

**Кодирование отсчетов ЗС в Layer 1 и Layer 2.** *Кодирование масштабных коэффициентов* В Layer 1 в каждом субполосном канале после фильтрации имеем по 12 отсчетов ЗС При этом максимальное значение отсчета в субполосе является масштабным коэффициентом SCF (Scale Factor) выборки субполосного ЗС Всего для Layer 1 имеем 32 масштаб-

ных коэффициента. В Layer 2 каждый блок из 36 отсчетов ЗС делится на три подблока, называемые гранулами. В каждой грануле, включающей 12 отсчетов ЗС, определяется максимальный отсчет, его значение является масштабным коэффициентом SCF гранулы. Всего субполос 32, поэтому для Layer 2 общее число SCF равно $3 \times 32 = 96$. Передаваемые декодеру значения SCF заданы в стандарте таблицей. Поэтому максимальный отсчет в грануле сравнивается с набором табличных значений SCF. Из множества последних выбирается ближайшее большее. Оно и принимается за SCF гранулы. Каждому табличному значению SCF соответствует свой индекс iscf, указанный в соответствующей таблице стандарта ISO/IEC 11172-3. Кодируется не само значение SCF, а соответствующий ему индекс iscf. Он представляет собой целое число, изменяющееся в пределах от 0 до 62. Индекс масштабного коэффициента iscf (0...62) кодируется 6-ю битами. Индексы SCF передаются только для тех субполос, для которых выделены биты на кодирование отсчетов. В Layer 1 для каждой субполосы передается лишь один масштабный коэффициент (либо ни одного, если отсчеты данной субполосы не кодируются и не передаются). В Layer 2 в зависимости от различий масштабных коэффициентов трех гранул для каждого субполосного сигнала может передаваться разное их число: либо одно максимальное, либо два, либо три значения, либо не одного, если отсчеты ЗС данной субполосы не кодируются. Для этой цели предварительно вычисляются разности $dscf_1$ и $dscf_2$ масштабных коэффициентов $\mathrm{SCF}_1$, $\mathrm{SCF}_2$, $\mathrm{SCF}_3$ соответственно первой второй и третьей гранул субполосного сигнала: $dscf_1 = \mathrm{SCF}_1 - \mathrm{SCF}_2$; $dscf_2 = \mathrm{SCF}_2 - \mathrm{SCF}_3$.

Все множество возможных разностей $dscf_1$ и $dscf_2$ разделено на пять областей, называемых классами различий и обозначенных ниже соответственно цифрами 1, 2, 3, 4 и 5:

| Класс различий | Разность пар масштабных коэффициентов |
|---|---|
| 1 | $dscf \leqslant -3$ |
| 2 | $-3 < dscf < 0$ |
| 3 | $dscf = 0$ |
| 4 | $0 < dscf < +3$ |
| 5 | $dscf \geqslant +3$ |

Классы различий определяют число и номера SCF для каждой субполосы, передаваемое декодеру. Информация о выбранных масштабных коэффициентах (Scalenfactors Selection Information, SCFSI) кодируется двумя битами для каждой субполосы. Расчет значений SCF и выбор их числа для передачи к декодеру выполняется в блоке расчета масштабных коэффициентов.

*Нормирование, квантование и кодирование отсчетов ЗС.* После того как масштабные коэффициенты SCF найдены, отсчеты субполосных сигналов нормируются. Нормирующим множителем для группы отсчетов является соответствующий им масштабный коэффициент SCF Далее нормированные значения отсчетов ЗС квантуются и кодируются.



Таблица 12.1

Число ступеней квантователя

| Номер субполосы, $n$ | Индекс квантователя | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 0–2 | 3 | 7 | 15 | 31 | 63 | 127 | 255 | 511 |
| 3–10 | 3 | 5 | 7 | 9 | 15 | 31 | 63 | 127 |
| 11–22 | 3 | 5 | 7 | 9 | 31 | 65536 | – | – |
| 23–26 | 3 | 5 | 65535 | – | – | – | – | – |

| Номер субполосы, $n$ | Индекс квантователя | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
| 0–2 | 1023 | 2047 | 4095 | 8191 | 16383 | 32767 | 65535 |
| 3–10 | 255 | 511 | 1023 | 2047 | 4095 | 8191 | 65535 |
| 11–22 | – | – | – | – | – | – | – |
| 23–26 | – | – | – | – | – | – | – |

В Layer 1 и Layer 2 используется равномерное квантование. Для каждой субполосы $n$ число ступеней квантования или набор квантователей задается в стандарте для Layer 1 и Layer 2 таблицей. Например, табл. 12.1 соответствует Layer 2 и скоростям передачи, лежащих в пределах 56...384 кбит/с.

Для каждой скорости передачи (или группы скоростей) существует своя такая таблица. Значения $f_д$ и скорость передачи цифровых данных $v$ определяют также и максимальный номер субполосы $n$, отсчеты ЗС которой еще кодируются и передаются на приемную сторону системы. Например, при $f_д = 48$ кГц и $v = 56...192$ кбит/с биты не выделяются для кодирования отсчетов ЗС с 27 по 31 субполосы; при $f_д = 32$ кГц и $v = 32$ кбит/с биты не выделяются в субполосы от 8 до 31 и т.п.

Требуемый шаг квантования $\Delta_n$ отсчетов ЗС для каждой субполосы вычисляется из отношения сигнал-маска SMR($n$), найденного по психоакустической модели, где SMR($n$) — выраженное в дБ минимально возможное отношение энергии полезного сигнала к энергии шумов квантования в субполосе $n$, при котором этот шум еще маскируется полезным сигналом. Значение $\Delta_n$ меняется от одной субполосы кодирования к другой Однако для всех нормированных отсчетов ЗС внутри субполосы $n$ шаг квантования $\Delta_n$ остается постоянным. Число ступеней квантования при кодировании отсчетов ЗС в субполосах составляет $2^m$, где $m$ — число разрядов в кодовом слове отсчета. Оно изменяется дискретно в пределах от 3 до 65535, при этом соответственно число разрядов $m$ в кодовом слове отсчета должно составлять от 2 до 16 Однако биты можно расходовать более экономно, используя процедуру группирования отсчетов. Она применяется при кодировании отсчетов ЗС, прошедших квантователи с 3-мя, 5-ю и 7-ю ступенями квантования При другом числе ступеней квантования процедура группирования не применяется При группировании каждые три следующих друг за другом квантованных субполосных отсчета ЗС кодируются одним кодовым словом При этом требуемое на кодирование каждого отсчета в такой

группе число битов составляет 1,67 вместо 2 (при трех ступенях квантования), 2,33 вместо 3 (при 5 ступенях квантования) и 3,33 вместо 4 (при 9 ступенях квантования), т.е. для всего набора используемых квантователей изменяется в пределах 1,67; 2,33; 3; 3,33; 4; 5; 6; 7;...;16. Кодовые слова отсчетов, прошедших процедуру группирования, содержат соответственно 5, 7 и 10 битов.

Кодируется не число ступеней квантования, а соответствующий данному квантователю индекс, изменяющийся в пределах от 1 до 15. Если этот индекс принят равным 0, то это значит, что отсчеты ЗС данной субполосы не кодируются и не передаются. Подсчитаем число битов, необходимое для передачи информации о выбранном для каждой субполосы числе ступеней квантования. Заметим, что это поле данных называется информацией о распределении битов (bit allocation) по субполосам кодирования. Например, для субполосы с номером $n = 26$ может быть использован один из трех возможных квантователей с числом ступеней квантования равным или 3, или 5, или 65535, имеющих соответственно индексы 1, 2 и 3. Для кодирования этих трех чисел достаточно кодовое слово из двух битов. Для семи квантователей, используемых при кодировании отсчетов в субполосах с 11 по 22, для передачи соответствующих им индексов кодовое слово должно иметь уже три бита, а для наборов квантователей групп субполос 0–2 и 3–10 — соответственно по четыре бита. В качестве примера подсчитаем число битов, необходимое для передачи информации о распределении битов по субполосам. Для каждой субполосы передается только индекс, соответствующий числу уровней квантования (указан в заголовке табл. 12.1), например, для субполосы 26 индексы равны 1, 2 и 3, и число уровней квантования соответственно равно 3 (для индекса 1), 5 (для индекса 2) и 65535 (для индекса 3). Тогда кодовые слова для субполос будут иметь следующее число битов:

для субполос (sb) 0–2 .......... 4 всего битов $4 \times 3 = 12$;
для субполос (sb) 3–10 ......... 4 всего битов $4 \times 8 = 32$;
для субполос (sb) 11–22 ........ 3 всего битов $3 \times 12 = 36$;
для субполос (sb) 23–26 ........ 2 всего битов $2 \times 4 = 8$

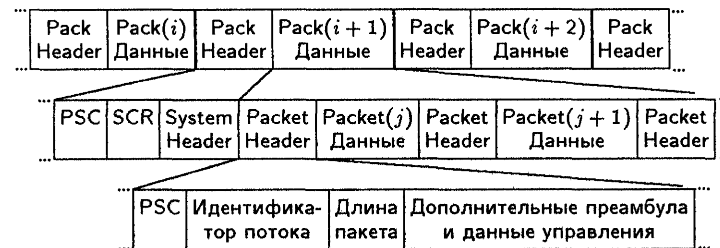
Таким образом, для кодирования информации о распределении битов по субполосам в аудиофрейме необходимо иметь в данном случае $12 + 32 + 36 + 8 = 88$ битов (Layer 2, скорость передачи 56...384 кбит/с). А вообще эта цифра может лежать в пределах от 26 (если кодируются сигналы 0–7 субполос, $f_д = 48$ или 44,1 кГц, $v \approx 32$ кбит/с) до 94 битов (когда кодируются сигналы 0–29 субполос, $f_д = 48$, 44,1 или 48 кГц, $v = 96...192$ кбит/с).

Процедура квантования отсчетов выполняется по формуле

$$S_{кв,sb}(n) = AS_{sb}(n) + B,$$

где $A$ и $B$ — коэффициенты квантования, которые выбираются по соответствующей таблице стандарта для каждого числа ступеней квантования, $S_{sb}(n)$ — нормированное значение $n$-го субполосного отсчета,






а)

| Header | CRC | BAL | SCF | Subband Samples | AD |
|---|---|---|---|---|---|
| 12 бит синхрослово 20 бит информация о состоянии | 16 бит | 4 бита | 6 бит → | Субполосные отсчеты, соответствующие 32 отсчетам ИКМ аудиосигнала | Дополнительные данные |

б)

| Header | CRC | BAL | SCFSI | SCF | Subband Samples | AD |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 12 бит синхрослово 20 бит информация о состоянии | 16 бит | Нижние субполосы 4 бита<br>Средние субполосы 3 бита<br>Верхние субполосы 2 бита | 2 бита<br>00<br>01<br>10<br>11 | 4 бита | $B(1)$ Блоки $B(12)$ | Дополнительные данные |

в)

**Рис. 12.46.** Структура цифрового сигнала при совместной передаче сигналов изображения и звука (*а*) и структура цифровых данных аудиофрейма в стандарте MPEG-1 ISO/IEC 11172-3: *б* — Layer 1; *в* — Layer 2

$S_{кв,sb}$ — квантованное значение $n$-го субполосного отсчета. После кодирования выполняется процедура инвентирования разрядов в каждом кодовом слове отсчета.

**Структура цифровых данных аудиофрейма в Layer 1 и Layer 2.** В MPEG-1 компрессированные сигналы изображения и звука передаются совместно в едином пакете (рис. 12.46,*а*, верхняя часть; обозначены Pack($i$), Pack($i+1$), Pack($i+2$),...). Перед каждым таким пакетом имеется системная преамбула (Header), где содержатся все системные параметры и вся необходимая общая служебная информация о системе. Системная тактовая частота равна 90 кГц±4,5 Гц. Преамбула повторяется перед началом каждого пакета. Более подробно структуры преамбулы и собственно пакета данных представлены на рис. 12.46,*а* в средней части

Стандарт MPEG-1 предусматривает, что поток данных может содержать как аудио-, так и видеоданные, причем скорость передачи данных может составлять, например, для звуковой части (если компрессия ЗС выполняется кодером «Layer-2» при $f_д = 48$ кГц) 24 кбайт/с (192 кбит/с), а для передачи видеочасти — 150 кбайт/с Из соотношения этих скоростей передачи аудио- и видеоданных можно определить, с какой частостью должна передаваться в пакете данных аудио- и видео-

информация. Вся дополнительная информация, необходимая для разделения и декодирования сигналов изображения и звука, должна быть приемнику известна (передана). Она и содержится в преамбуле пакета. Преамбула начинается стартовым кодом пакета (Pack Start Code), следующие 8 байт служат для передачи сигнала синхронизации и сигналов управления системой в целом (System Clock Reference, SRC), после этого передается системная преамбула данного пакета (System Header), которая содержит всю необходимую информацию управления для разделения следующих в пакете в переменной структуре аудио- и видеоданных. Без правильного приема и выделения информации управления процессы разделения потоков и их последующее декодирование будут невозможны. Длина преамбул составляет 12 байт, лишь самая первая преамбула имеет длину 29 байт.

Таким образом, затраты на передачу информации управления достаточно малы. Однако данный способ позволяет всей системе очень гибко адаптироваться к различным потокам информации. В пакетах видео- и аудиоданные сведены в отдельные субблоки (например, каждый длиной по 2 кбайт), несколько блоков (например, три) вновь образуют блок. Вся информация об этой структуре упаковки видео- и аудиоданных и местах расположения этих блоков в пакете содержится в преамбуле к пакету.

Теперь остановимся подробнее на структуре цифрового потока, относящегося только к передаче ЗС. Основной единицей цифрового потока в MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 является аудиофрейм, включающий преамбулу (Header) и относящиеся к данному фрейму компрессированные данные (Frame($i$) data), рис. 12.46,*б* и *в*.

Структура цифровых данных внутри аудиофрейма жестко определена. Служебная информация, содержащаяся в преамбуле (32 бита), включает синхрослово 1111 1111 1111 (12 битов) и информацию о состоянии, относящуюся к структуре данных фрейма (20 битов). После преамбулы 16 битов отводятся для помехоустойчивого кодирования (CRC-код на рис. 12.46,*б* и *в*). Далее следуют собственно аудиоданные компрессированного звукового сигнала. Первой идет информация о распределении битов по субполосам (Bit Allocation, BAL). Она несет информацию о том, сколько битов используется для кодирования отсчетов в каждой из субполос. В Layer 1 поле этих данных содержит кодовые слова длиной 4 бита, в Layer 2 длина кодовых слов в этом поле данных переменна, зависит от числа кодируемых субполосных сигналов, скорости цифрового потока, частоты дискретизации и меняется в пределах 2...4 битов. Затем в аудиофрейме располагается информация о передаваемых масштабных коэффициентах (SCFSI) для каждой из субполос, для ее передачи используется 2 бита. После этого располагаются кодовые слова индексов масштабных коэффициентов (SCF) Для передачи одного масштабного коэффициента требуется 6 битов Наконец, во фрейме следуют кодовые слова субполосных нормированных отсчетов (Subband Samples)



При этом в Layer 2 они объединены в 12 блоков: B(1), B(2),...,B(j),..., B(12). Завершают аудиофрейм дополнительные данные (Ancillary Data, AD). Эта часть аудиофрейма может быть использована для передачи дополнительных данных.

**Процедура распределения битов.** Скорость передачи цифровых данных и длина аудиофрейма определяют общее число битов $cb$, имеющееся в нашем распоряжении на кодирование всей информации выборки ЗС. Отсюда следует исключить биты преамбулы (bhdr, 32 бита) и избыточные биты помехоустойчивого кодирования (bcrc, 16 битов CRC). Оставшиеся после этого биты могут быть использованы непосредственно для кодирования аудиоинформации, включающей поля данных: Bit Allocation, SCFSI, SCF и субполосных отсчетов ЗС (Subband Samples). Очевидно, что общее число битов, доступное в каждом аудиофрейме для кодирования информации о SCFSI, SCF и Subband Samples,

$$adb = cb - (bhdr + bcrc + bbal + banc),$$

где $bbal$ — число битов, требуемое для передачи информации о распределении битов по субполосам (Bit Allocation); $banc$ — биты дополнительных данных (Ancillary Data), не имеющие прямого отношения к информации кодируемой выборки отсчетов ЗС.

Процедура выделения битов при кодировании аудиоинформации из их доступного числа $abd$ в Layer 1 и в Layer 2 носит итерационный характер. Процесс выделения битов начинается с субполосы, в которой рассчитанное по психоакустической модели требуемое значение SMR максимально. Для этой субполосы, например, с номером $i$ сначала выделяется число битов, требуемое для передачи информации о распределении масштабных коэффициентов по субполосам (SCFSI, 2 бита) и для передачи этих коэффициентов (SCF; 6, 12 или 18 битов). После этого начинают выделяться биты для кодирования отсчетов ЗС данной субполосы $i$, начиная с минимально возможной длины кодового слова, определяемой наименьшим числом возможных ступеней квантования отсчетов ЗС в данной субполосе, с постепенным увеличением его длины, в соответствии с имеющимся в данной субполосе $i$ набором квантователей. Процесс выделения битов в субполосу $i$ продолжается до тех пор, пока фактическое отношение $SMR_i$ в этой субполосе не станет больше минимального из множества этих значений, рассчитанных для остальных субполос психоакустической моделью. На этом процесс выделения битов в субполосу $i$ прерывается, полученное для этой субполосы фактическое значение $SMR_i$ заменяет требуемое значение SMR, рассчитанное для нее ранее по психоакустической модели. И биты начинают выделяться в новую субполосу, например полосу $j$, где теперь это отношение стало максимальным Этот новый цикл вновь начинается с выделения битов, необходимых для кодирования информации о распределении масштабных коэффициентов и об их значениях в субполосе $j$. Затем начинают выделяться биты для кодирования субполосных отсчетов этой

новой субполосы по процедуре, описанной ранее. Процесс продолжается до тех пор, пока полученное фактическое значение $\mathrm{SMR}_j$ для этой субполосы не станет больше, чем в какой-либо другой из субполос, включая и субполосу $i$. Затем начинается процесс выделения битов в следующую субполосу, где это отношение максимально. Этот итерационный процесс продолжается до тех пор, пока не будет исчерпано все имеющееся в нашем распоряжении доступное число битов.

**Кодирование коэффициентов МДКП в Layer 3.** *Общие сведения об алгоритме.* В Layer 3 (см. рис. 12.43) используется неравномерное квантование коэффициентов МДКП. Процедура неравномерного квантования выполняется с помощью двух итерационных циклов: внешнего и внутреннего. Во внутреннем цикле осуществляется собственно квантование коэффициентов МДКП в соответствии с требованиями к установленной скорости передачи, а внешний цикл приводит результаты квантования коэффициентов МДКП в соответствие с требованиями психоакустической модели. Для кодирования квантованных коэффициентов МДКП используются таблицы кодов Хаффмана. Это энтропийное кодирование, учитывающее статистические особенности звукового сигнала.

Перед квантованием и кодированием рассчитывается среднее число битов, приходящееся на одну гранулу при установленной скорости $v$ передачи цифровых данных (рис. 12.47). Оно определяется следующей формулой:

$$mean_bit = \frac{vN}{N_g f_{\text{д}}}, \text{ бит/гранулу},$$

где $v$ — установленная скорость передачи цифровых данных, бит/с; $f_{\text{д}}$ — частота дискретизации входного сигнала; $N$ — число отсчетов в выборке сигнала (в Layer 3 $N = 1152$); $N_g$ — число гранул в аудиофрейме (в Layer 3 $N_g = 2$).

Так как преамбула аудиофрейма содержит 32 бита и для передачи дополнительной информации в Layer 3 отведено 17 байт (136 битов), то среднее доступное для кодирования число битов, приходящееся на гранулу, определяется следующим образом

$$B_{\text{сред}} = mean_bit - (32 + 136)/2.$$

После определения среднего доступного числа битов, которое можно использовать для кодирования коэффициентов МДКП, инициализируются переменные итерационных циклов и вычисляется величина

$$quantanf = system_const \ \log_e(sfm),$$

где $system_const$ — системная константа, равная 210, а параметр $sfm$, называемый спектральной неоднородностью сигнала выборки, опреде-



ляется как

$$sfm = \frac{\exp\left[\frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1}\log(xr_i)^2\right]}{\frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1}\log(xr_i)^2},$$

где $n$ — суммарное число спектральных коэффициентов в грануле ($n = 576$), $xr_i$ — $i$-й коэффициент МДКП в грануле (выборке). Значение параметра $system_const$ выбрано так, чтобы для всех сигналов первая итерация внутреннего цикла дала бы суммарное число битов меньшее, чем их доступное число для установленной скорости цифрового потока. Для того чтобы уменьшить затраты на время вычисления, целесообразно минимизировать число итераций путем адаптации величины $quantanf$ к скорости цифрового потока и статистике сигнала. Заметим, что значение $quantanf$ является постоянным для аудиофрейма.

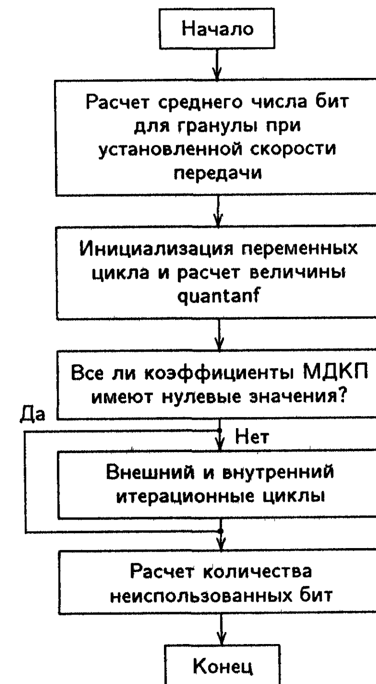



**Рис. 12.47.** Инициализационная часть итерационного процесса квантования и кодирования коэффициентов МДКП алгоритма MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 3

И, наконец, перед входом во внутренний цикл предварительно проверяется условие: все ли коэффициенты МДКП имеют нулевые значения? Если не все, то выполняются внутренний и внешний итерационные циклы, в результате чего коэффициенты МДКП квантуются и кодируются в соответствии с требованиями психоакустической модели. После кодирования определяется число неиспользованных битов для дальнейшего применения.

*Внутренний итерационный цикл.* Выполняемые в нем процедуры представлены на рис. 12.48. Квантование коэффициентов МДКП (блок 2) происходит по формуле

$$ix_i = \text{nint}\left[\left(\frac{|xr_i|}{\sqrt[4]{2}^{qquant+quantanf}}\right)^{0,75} - 0{,}0946\right], \quad i = 0 \ldots\ldots 576,$$

где nint означает, что берется ближайшее целое значение; $ix_i$ и $xr_i$ — соответственно квантованное и исходное значения $i$-го коэффициента МДКП; $qquant$ — указатель шага квантования, определяющий степень компрессии компрессии; $quantanf$ — шаг изменения величины $qquant$.

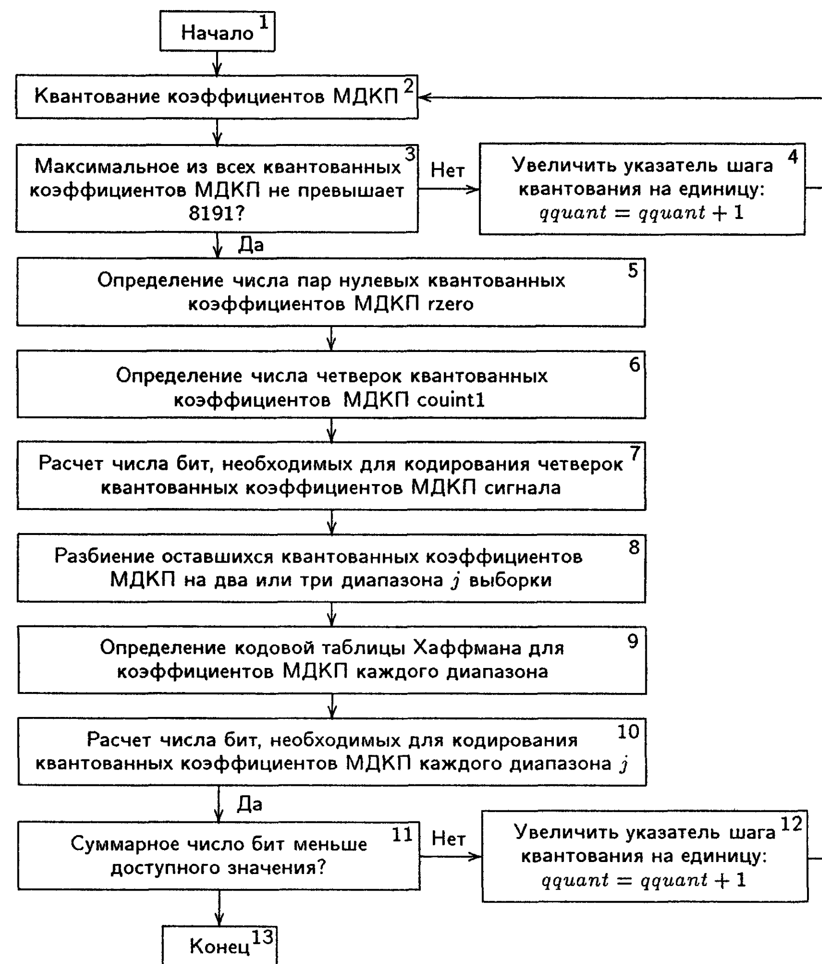



**Рис. 12.48.** Внутренний итерационный цикл алгоритма Layer 3 стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3

Начальное значение указателя шага квантования $qquant$ принимается равным нулю ($qquant = 0$). Далее оно меняется дискретно с шагом 1. Величина $qquant$ увеличивается на 1 (блок 4) до тех пор, пока не будет получена квантованная величина, лежащая в пределах самых больших значений из имеющихся в таблицах Хаффмана. Заметим, что максимально-допустимое квантованное значение равно 8191. При увеличении указателя шага квантования $qquant$ квантованные значения коэффициентов МДКП становятся ближе к их исходным значениям, т.е. квантование становится более точным.

На следующем шаге (блок 5) определяется число пар нулевых квантованных коэффициентов МДКП. Отсчет числа пар идет, начиная с верхнего индекса. Эти пары называются rzero. Затем в блоке 6 определяется число четверок коэффициентов МДКП, квантованные значения которых не превышают по модулю единицы, включая пары rzero. Эти четверки называются count1. На следующем этапе (блок 7) определяется число битов $bitsum_count1$, необходимое для кодирования квантованных значений этих четверок коэффициентов МДКП. При этом одно кодовое слово используется для кодирования одной четверки квантованных коэффициентов МДКП (count1). Для каждого четырехкомпонентного вектора определяется длина кодового слова с соответствии с таблицей А и затем в соответствии с таблицей В. Например, четырехкомпонентному $i$-му вектору $X_i^{(4)} = [0, 1, 1, 1]$ соответствует шестибитовое кодовое слово 000100 в соответствии с таблицей А или четырехбитовое кодовое слово 1000 в соответствии с таблицей В стандарта ISO/IEC 11172-3. В начале определяется число битов, необходимое для кодирования count1 путем независимого использования таблиц А ($bitsum_table0$) и В ($bitsum_table1$). Требуемые в обоих случаях числа битов сравниваются между собой и затем выбирается минимальное из них. Сюда же добавляются биты, необходимые для кодирования знака коэффициентов МДКП. Информация о том, какая таблица использована при кодировании, передается декодеру параметром «селекция таблицы» $count1table_select$, который равен 0 для таблицы А и 1 для таблицы В.



Пары квантованных коэффициентов МДКП, не входящие в count1 или rzero, называется значащими (bigvalues). В блоке 8 для каждой субполосы кодирования они разбиваются на 2 или 3 диапазона. В случае использования окон типа normal число диапазонов равно трем, а в случае окон типа short, start, stop — двум. Стратегия разбиения значащих квантованных коэффициентов МДКП на диапазоны однозначно в стандарте не определена.

После разбиения квантованных пар коэффициентов МДКП на диапазоны определяются кодовые таблицы для каждого из них (блок 9). Заметим, что при кодировании квантованных коэффициентов МДКП в каждом диапазоне используется своя таблица Хаффмана. В общей сложности имеются 32 разные кодовые таблицы Хаффмана. Они отличаются между собой максимальным значением квантованных коэффициентов МДКП, которое может быть кодировано, и учитываемой статистикой звукового сигнала (жанра сигнала), для которого каждая из таблиц оптимизирована. Параметрами таблиц кодов Хаффмана являются переменные $x$, $y$, $hlen$, $hcod$, $linbits$. Переменные $x$, $y$ являются парой квантованных коэффициентов МДКП, кодируемых одним кодовым словом $hcod$ длиной $hlen$. В этих таблицах имеются только коды для коэффициентов МДКП, меньших 16. Для коэффициентов, больших или равных 16, имеются две другие таблицы, где наибольший коэффициент, равный 15, является исключающим символом. В этом случае число 15 кодируется дополнительным кодовым словом с использованием линейной ИКМ с длиной слова $linbits$.

Таблицы Хаффмана, имеющие одинаковые размеры, оптимизированы для разных статистик звукового сигнала. При этом дополнительная компрессия может быть получена, например, путем перебора всех имеющихся в наличии таблиц кодов Хаффмана и выбора той из них, использование которой требует меньшего числа битов при кодировании.

После кодирования проверяется условие (блок 11): суммарное число битов, необходимое для кодирования квантованных коэффициентов МДКП, меньше или больше доступного их числа? Если оно меньше доступного значения, то указатель шага квантования $qquant$ увеличивается на единицу. Внутренний итерационный цикл повторяется с новым значением $qquant$, и в результате происходит более точное квантование и кодирование коэффициентов МДКП. Этот процесс во внутреннем цикле повторяется до тех пор, пока общее число требуемых битов не будет чуть превышать их доступное значение при установленной скорости цифрового потока.

*Внешний итерационный цикл.* Внешний итерационный цикл (рис. 12.49) управляет искажениями, вызванными квантованием коэффициентов МДКП во внутреннем итерационном цикле. Прежде всего в блоке 3 для каждой из субполос кодирования $n$ рассчитывается энергия искажений квантования $xfcf_n$, приходящаяся на один коэффициент МДКП для каждой из субполос кодирования:

$$xfsf_n = \frac{1}{k_n} \sum_{i=ilow}^{i=ihigh} \left(|xr(i)| - ix(i)^{4/3} (\sqrt[4]{2})^{qquant+quantanf}\right)^2,$$

где $ilow$ и $ihigh$ — нижний и верхний индексы коэффициентов МДКП в субполосе кодирования $n$; $xr(i)$ и $ix(i)$ — соответственно исходное и квантованное значения $i$-го коэффициента МДКП в субполосе кодирования $n$; $k_n$ — общее число коэффициентов МДКП в субполосе кодирования $n$.

Если в какой либо из субполос кодирования $n$ энергия искажений квантования $xfcf_n$ превышает значение, рассчитанное психоакустической моделью, то квантованные коэффициенты МДКП данной субполосы корректируются. Корректирующий множитель вычисляется по формуле

$$ifqstep = (\sqrt{2})^{(1+scalefac_scale) scalefac_n}.$$

С учетом этой коррекции каждый коэффициент МДКП в субполосе кодирования $n$ примет вид

$$xr_i = xr_i \sqrt{2}^{(1+scalefac_scale) scalefac_n}, \quad i = ilow_n, ...., ihigh_n,$$

где $scalefac_n$ — масштабный коэффициент для субполосы кодирования $n$, равный $scalefac_l_n$ или $scalefac_s_n$ соответственно для длинных или коротких блоков; $scalefac_scale$ — параметр, который управляет шагом изменения корректирующего множителя, этот параметр может иметь



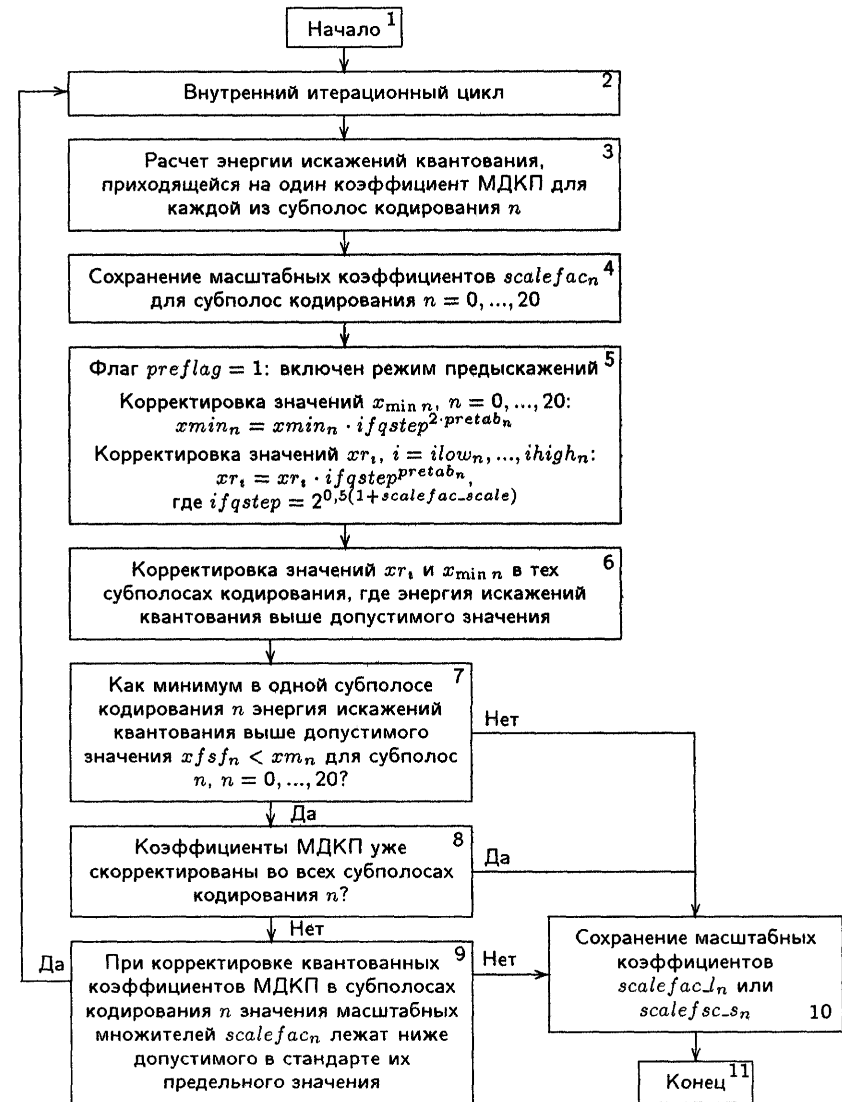



**Рис. 12.49.** Внешний итерационный цикл алгоритма Layer 3 стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3

два значения 0 или 1 Масштабный коэффициент меняется ступенчато от нуля с шагом 1 до тех пор, пока он не превысит табличное значение, заданное в стандарте Корректирующий множитель $ifqstep$ может иметь разные оказатели степени 1, 2, $pretab_n$, $2pretab_n$ и $scalefac_n$ в зависимости от ряда условий

Цикл управления шумами квантования всегда начинается со значения $scalefac_scale = 0$. Если после некоторой итерации во внешнем цикле максимальное значение масштабного коэффициента выходит за пределы, указанные в специальной таблице, то параметр $scalefac_scale$ принимает значение, равное 1, для того, чтобы увеличить возможный диапазон изменения корректирующих множителей.

Масштабные коэффициенты $scalefac_n$ в субполосах кодирования, которые заданы величинами $scalefac_l_n$ (для длинных блоков) или $scalefac_s_n$ (для коротких блоков), а также указатель шага квантования $qquant$ передаются в составе цифрового потока декодеру.

При каждой итерации внешнего цикла вызывается внутренний итерационный цикл, где происходит квантование и кодирование коэффициентов МДКП. Выходными параметрами внутреннего цикла при каждой новой итерации является число использованных битов и массив квантованных коэффициентов МДКП $ix$ (0...575).

В блоке 4 сохраняются масштабные коэффициенты во всех субполосах кодирования для передачи их декодеру.

Флаг $preflag$ включает режим предыскажений (блок 5). Он используется при установлении флага $preflag = 1$. Режим предыскажений дает возможность дополнительной корректировки квантованных коэффициентов МДКП в высокочастотной части спектра ЗС. Режим предыскажений реализуется в соответствии с имеющимися в стандарте для этой цели таблицами. Он может быть включен, если во всех четырех верхних субполосах кодирования энергия искажений квантования выходит за допустимые значения уже после первого вызова внутреннего итерационного цикла. Если кодируются коэффициенты МДКП гранулы 1 (вторая выборка коэффициентов МДКП аудиофрейма) и параметр $scfsi$ активизирован ($scfsi = 1$) по крайней мере в одной группе субполос кодирования ($scfsi_band$), то режим предыскажений в грануле 1 устанавливается таким же, как и в грануле 0. Величина $scfsi$ несет информацию о том, какие масштабные коэффициенты гранулы 0 могут быть использованы и для гранулы 1. В этом случае масштабные коэффициенты в грануле 1 уже не передаются.

В блоке 6 все квантованные значения коэффициентов МДКП тех субполос кодирования, в которых (после введения режима предыскажений) энергия искажений квантования $xfsf_n$ превышает допустимые значения $xm_n$, подвергаются корректировке Корректирующий множитель $ifqstep$ передается декодеру при помощи параметра $scalefac_scale$, ибо эти параметры связаны между собой соотношением

$$ifqstep = 2^{(0,5(1+scalefac_scale))}.$$

При этом параметр $scalefac_scale$ имеет свое первоначальное значение равное 1

На завершающем этапе внешнего цикла проверяется условие его прекращения Обычно цикл прекращается, если нет субполос кодирования с искажениями квантования, энергия которых превышает допустимые значения, рассчитанные в психоакустической модели кодера. Однако не всегда удается выполнить это условие, особенно при малых скоростях цифрового потока. В этом последнем случае предусмотрены другие условия для прекращения внешнего итерационного цикла.



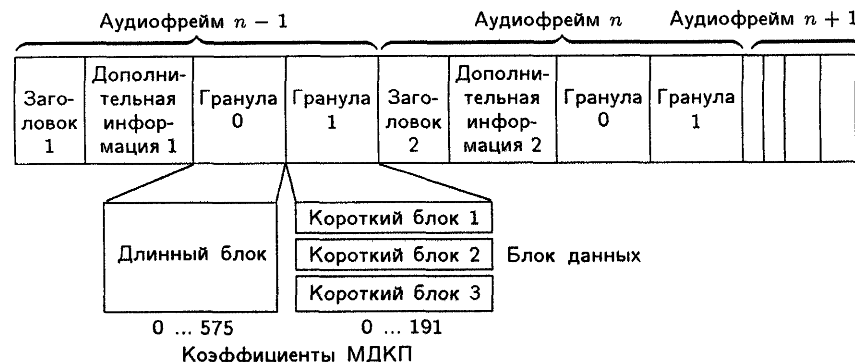



**Рис. 12.50.** Структура данных аудиофрейма стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 3

*Структура цифрового потока.* Каждый аудиофрейм стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 3 содержит: заголовок, представляющий собой служебную информацию, блок дополнительной информации и блок цифровых аудиоданных, состоящий из двух гранул. Каждая гранула содержит информацию о 576 коэффициентах МДКП. Структура цифрового потока представлена на рис. 12.50. В качестве примера взят случай, когда гранула 0 представляет собой последовательность 576 коэффициентов МДКП (длинный блок), а гранула 1 — последовательность из трех коротких блоков, каждый из которых содержит информацию о 192 коэффициентах МДКП.

Число битов, выделяемое для кодирования каждого вида служебной и дополнительной информации, представлено отдельными таблицами (таблицы А.7 и А.8 стандарта MPEG ISO/IEC 11172-3).

## 12.12. Стандарт MPEG-2 ISO/IEC 13818-3

**Общие сведения.** Он дополняет стандарт MPEG-1, расширяя его на всю совокупность звуковых форматов, предусмотренных документом 10/63E ITU-R В MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 может быть организована передача звуковых сигналов следующих форматов:

3/2 ($L$, $R$, $C$ — соответственно левый, правый и центральный фронтальные сигналы, $LS$, $RS$ — левый и правый пространственные сигналы) плюс канал сверхнизких частот СНЧ,

3/0 ($L$, $R$, $C$) плюс 2/0 ($L_2$, $R_2$ — дополнительные второй левый и второй правый сигналы),

3/1 ($L$, $C$, $R$, $S$, где $S$ — сигнал «окружения» (Surround)),
2/0 ($L$, $R$) плюс 2/0 ($L_2$, $R_2$),
3/0 ($L$, $C$, $R$),
2/1 ($L$, $R$, $S$),
2/0 ($L$, $R$ — обычное стерео),
1/0 (моно)

При этом пространственные сигналы $LS$ и $RS$ имеют полосу частот 100 7000 Гц, как это принято в системах Dolby Surround и Dolby Pro Logic Полоса частот сигнала $C$ ограничена сверху значением 9000 Гц, и лишь два сигнала $L$ и $R$ имеют полную полосу частот 20 20000 Гц В отличие от этого в цифровых системах Dolby Digital все каналы (кроме канала СНЧ) по полосе частот равноценны (20 20000 Гц)

В стандарте MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 расширено также число используемых частот дискретизации дополнительно к ранее предусмотренным значениям частот дискретизации 32, 44,1 и 48 кГц (MPEG-1) добавлены значения 16, 22,05 и 24 кГц Он позволяет наряду с многоканальными стереофоническими сигналами форматов 3/2 + СНЧ, Dolby Surround, Dolby Pro Logic передавать также одновременно сигналы обычной стереофонии и речь на двух языках, моносигнал и дополнительно до семи комментаторских каналов с более низким качеством, используя частоты дискретизации 16, 22,05 и 24 кГц

Структура многоканальной системы передачи стандарта MPEG-2 ISO/IEC 3818-3 представлена на рис 12 51,*а* В соответствии с документом 10/63E ITU-R исходным на студийной стороне является пятиканальный сигнал, состоящий из сигналов вида $L$, $C$, $R$, $LS$, $RS$ — соответственно левого, центрального, правого фронтальных и левого и правого пространственных сигналов На передающей стороне при помощи матрицы M1 они преобразуются в новую совокупность сигналов, два из которых $T_1$, $T_2$ являются сигналами обычной двухканальной стереофонии (для них выполняется требование совместимости $T_1 + T_2 = M$, где $M$ — полноценный монофонический сигнал), а три остальных сигнала $T_3$, $T_4$ и $T_5$ представляют собой так называемое многоканальное расширение Уравнения матрицирования имеют вид

$$T_1 = \alpha(L + \beta C + \gamma LS),$$
$$T_2 = \alpha(R + \beta C + \gamma RS),$$
$$T_3 = \alpha\beta C,$$
$$T_4 = \alpha\gamma LS,$$
$$T_5 = \alpha\gamma RS$$

где $\alpha$ $\beta$, $\gamma$ — коэффициенты матрицирования их значения зависят от режима работы системы передачи Коэффициент $\alpha$ необходим для устранения возможной перегрузки при одновременной передаче сигналов $T_1$ $T_5$ Всего возможных режимов работы четыре

режим работы 0 — $\alpha = 1/(1+\sqrt{2})$ $\beta = 1/\sqrt{2}$, $\gamma = 1/\sqrt{2}$



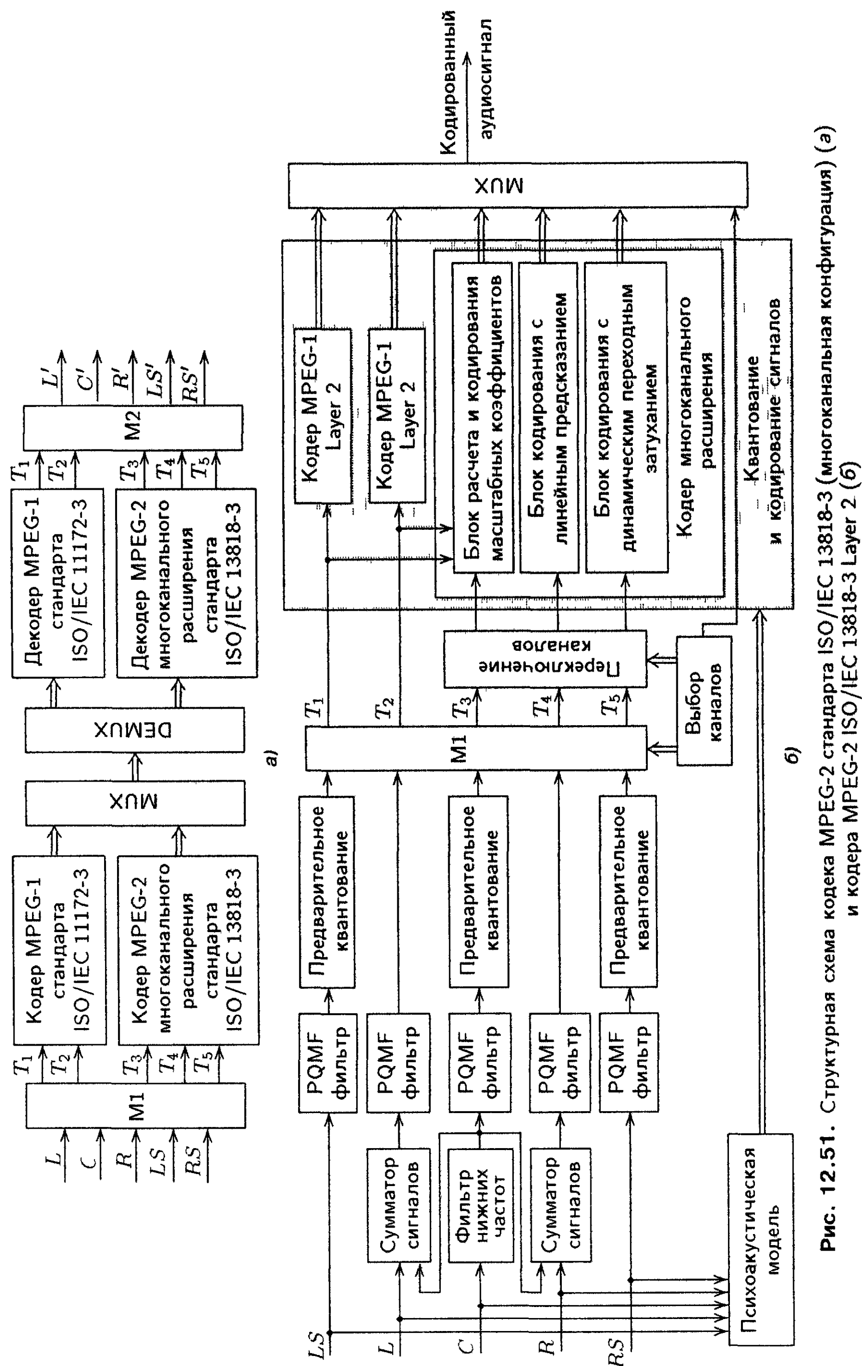



**Рис. 12.51.** Структурная схема кодека MPEG-2 стандарта ISO/IEC 13818-3 (многоканальная конфигурация) (*а*) и кодера MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 Layer 2 (*б*)

Таблица 12.2
Сочетания передаваемых сигналов в стандарте MPEG-2 ISO/IEC 13818-3

| Число каналов передачи | Конфигурация (формат воспроизведения) | Передаваемые сигналы |
|---|---|---|
| 5 | 3/2 | $L, C, R, LS, RS$ |
| 5 | 3/0+2/0 | $L, C, R + L_2, R_2$ |
| 4 | 3/1 | $L, C, R, S$ (Surround) |
| 4 | 2/0 + 2/0 | $L, R + L_2, R_2$ |
| 3 | 3/0 | $L, C, R$ |
| 3 | 2/1 | $L, R, S$ |
| 2 | 2/0 | $L, R$ (Стерео) |
| 1 | 1/0 | Моно |

режим работы 1 — $\alpha = 1/(1{,}5 + 0{,}5\sqrt{2})$; $\beta = 1/\sqrt{2}$; $\gamma = 0{,}5$;
режим работы 2 — $\alpha = 1/(1 + \sqrt{2})$; $\beta = 1/\sqrt{2}$; $\gamma = 1/\sqrt{2}$;
режим работы 3 — $\alpha = \beta = \gamma = 1$.

Режим 2 соответствует передаче сигналов системы Dolby Surround. Поэтому перед кодированием должен быть сформирован сигнал окружения $S = 0{,}5(LS + RS)$, который в противофазе далее должен быть добавлен к сигналам $L$ и $R$, как это обычно и выполняется в кодере системы Dolby.

После матрицирования полученные сигналы $T_1$, $T_2$,...,$T_5$ кодируются (рис. 12.51,*а*). Для кодирования сигналов $T_1$ и $T_2$ используется кодер MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 со всеми имеющимися в нем уровнями компрессии Layer 1, Layer 2 и Layer 3. Дополнительные сигналы $T_3$, $T_4$ и $T_5$ кодируются отдельно в так называемом MPEG-2 кодере многоканального расширения. Далее оба цифровых потока форматируются, образуя аудиофрейм стандарта MPEG-2 ISO/IEC 13818-3.

Возможны практически любые сочетания передаваемых конфигураций звуковых форматов (табл. 12.2). В этой таблице $L_2$ и $R_2$ — дополнительные второй левый и второй правый сигналы.

При любом сочетании возможна передача сигнала СНЧ. Этот канал имеет параметры: частоту дискретизации $f_д/96$, ширину полосы 125 Гц, разрешение не менее 20 бит/отсчет. Частота дискретизации при передаче основных сигналов $T_1$ и $T_2$ составляет 32, 44,1 и 48 кГц, дополнительных сигналов многоканального расширения $T_3$, $T_4$, $T_5$ — 16, 22,05 и 24 кГц.

На приемной стороне системы передачи (рис. 12.51,*а*) общий цифровой поток разделяется демультиплексором (DEMUX) на два, один из которых поступает на MPEG-1 декодер, а второй — на декодер MPEG-2 многоканального расширения После декодирования сигналы поступают на инверсную матрицу M2 для их окончательного восстановления

**Кодирование сигналов многоканального расширения.** Напомним еще раз, что для кодирования основной пары сигналов $T_1$ и $T_2$ используются алгоритмы компрессии, реализованные в MPEG-1, и лишь при кодировании сигналов многоканального расширения ($T_3$, $T_4$ и $T_5$) применяют более простые методы. Это объясняется тем, что при многоканальной стереофонии в каждый текущий момент времени не требуется точная передача всей информации, содержащейся в каждом из сигналов. Как правило, вся необходимая для полноценного восприятия информация в текущий момент времени содержится не более чем в двух-трех сигналах, остальные же из них в этот момент времени являются как бы «фоновым дополнением». В стандарте MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 для получения максимально возможной компрессии цифровых аудиоданных при кодировании сигналов многоканального расширения $T_3$, $T_4$, $T_5$ учитывается степень корреляции между основными и дополнительными сигналами. Если корреляция сильная, то от независимого кодирования каждого из дополнительных сигналов можно отказаться и передавать лишь их различия по отношению к основным сигналам, используя адаптивное предсказание в MPEG-2 кодере. Кроме того, если для синтеза пространственной панорамы использовался метод интенсивностной стереофонии, то значительная доля информации в сигналах, определяющих восприятие, идентична. В этой связи в стандарте для еще большей компрессии данных используется также процедура динамического изменения переходного затухания между дополнительными сигналами, когда изменяются во времени лишь соотношения уровней воспроизводимых сигналов. Часто встречаются также ситуации, когда эти сигналы отличаются только уровнями в определенных группах субполос, поэтому для них достаточно передать только масштабные коэффициенты, а сами отсчеты восстанавливаемого сигнала могут быть взяты из сигнала другого канала. Все это позволяет дополнительно экономить биты при передаче сигналов многоканального расширения. Однако следует заметить, что критерии для перехода кодера в тот или иной режим кодирования сигналов многоканального расширения в стандарте не определены и это создает определенные трудности при их реальном использовании. Более подробная структурная схема кодера MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 для Layer 2 представлена на рис. 12.51,*б*.

Психоакустическая часть кодеров стандартов MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 и MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 одинакова.

**Структура аудиоданных в стандарте MPEG-2 ISO/IEC 13818-3.** Напомним, что аудиофрейм формата MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 содержит:

1) преамбулу (Header) информации (32 бита);

2) биты избыточности для помехоустойчивого кодирования (CRC) с целью обнаружения и коррекции ошибок (16 битов);

3) аудиоданные, информацию о распределении битов по полосам частот для слоя Layer 2 (BAL), информацию о селекции МК (SCFSI), значения МК (SCF) и отсчеты ЗС для отдельных частотных полос;

4) дополнительные данные, длина которых не определена из-за гибкости применений.

Два формата аудиофрейма, предусмотренных стандартом MPEG-2 ISO/IEC 13818, изображены на рис. 12.52 и 12.53. Прежде всего рассмо-

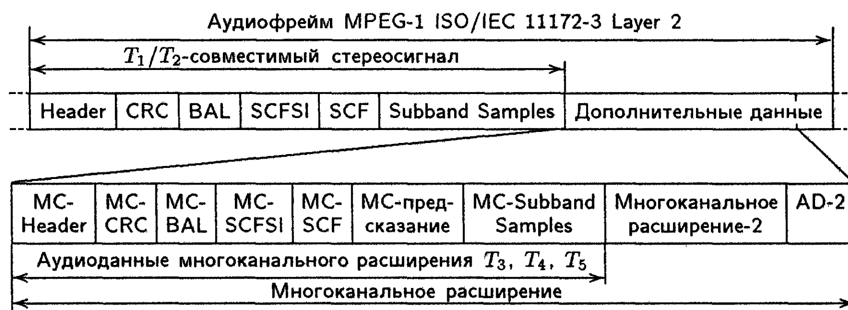



**Рис. 12.52.** Структура данных аудиофрейма MPEG-2 стандарта ISO/IEC13818-3 Layer 2 при отсутствии дополнительного расширения

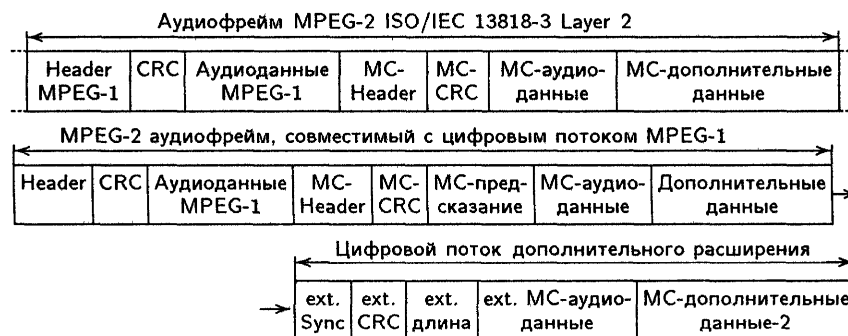



**Рис. 12.53.** Структура данных аудиофрейма MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 с дополнительным расширением

трим формат структуры данных, когда он обратно совместим с MPEG-1 (рис. 12.52).

Структура цифровых аудиоданных сигналов $T_1$ и $T_1$ стандарта MPEG-2 ISO/IEC 1381-3 соответствуют формату аудиоданных в MPEG-1. Информация о сигналах $T_3$, $T_4$, $T_5$ располагается в первой части аудиофрейма, относящейся к передаче дополнительных данных (AD). Здесь также имеются своя преамбула (MC-Header), биты для помехоустойчивого кодирования (MC-CRC), часть, относящаяся к передаче собственно аудиоданных сигналов $T_3$, $T_4$, $T_5$, и часть для передачи дополнительной информации. Требуемая скорость для передачи битов сигналов $T_3$, $T_4$, $T_5$ в многоканальной системе может варьироваться от фрейма к фрейму в зависимости от характеристик ЗС Остаток части аудиофрейма может также предоставляться для передачи других дополнительных данных, например речевых сигналов. Общая (суммарная) скорость передачи битов поддерживается постоянной в соответствии со стандартом MPEG-1 ISO/IEC 11172-3. Частота дискретизации для основных сигналов $T_1$, $T_2$ составляет 48, 44,1 или 32 кГц, для сигналов дополнительного многоканального расширения — 24, 22,05 и 16 кГц. Возможные комбинации передаваемых сигналов приведены в табл. 12.2. Заметим, что в стандарте MPEG-2 сдержится 29 таблиц расположения аудиоданных передаваемых сигналов, которые приписывают сигнальные компоненты к каналам Т1,.. , Т5.



Структура данных для случая введения дополнительного по сравнению с MPEG-1 расширения показана на рис. 12.53. Аудиофрейм данных начинается с преамбулы (Header), за которой следует биты помехоустойчивого кодирования (CRC). Следующие биты служат в Layer 2 для кодирования распределения битов в субполосах (BAL), информации о распределении МК (SCFSI), за которыми расположены значения МК (SCF) и аудиоданные отсчетов полосных сигналов, соответствующие по структуре формату данных MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 для основной пары сигналов *Л* и *П*. Затем следуют дополнительные данные многоканального расширения (MC). Эта вторая часть фрейма вновь начинается с преамбулы (MC-Header), далее идут данные помехоустойчивого кодирования MC-CRC, а также информация о дополнительных каналах MC-BAL, информация о распределении битов по субполосам MC-SCFSI, селекции МК MC-SCF, значения МК MC Subband Samples. Далее следуют аудиоданные, вначале *MC-предсказание*, затем *MC-данные групп частотных полос* и, наконец (если имеются в наличии), многоязыковые каналы (до семи комментаторских каналов). Вся эта совокупность данных многоканального расширения располагается на месте дополнительных данных стандарта ISO/IEC 11172-3, и лишь потом могут еще следовать дополнительные данные. Формат этих дополнительных данных представлен на рис 12.53 внизу справа. Он начинается с синхронизации части расширения (Sync), за которой следует расширение CRC, указание о длине расширения (ext Lange), собственно аудиоданные расширения (ext MC-аудиоданные) и возможные дополнительные данные (MC-дополнительные данные 2). Этот поток расширения позволяет превысить максимальную скорость данных, предусмотренную стандартом MPEG-1 384 кбит/с. Но одновременно остается учтенным основное требование к обратной совместимости аудиофрейма.

MPEG-1 декодер использует лишь часть аудиофрейма, соответствующих его норме MPEG-2 декодер может перерабатывать всю информацию, включая и это последнее дополнительное расширение

## 12.13. Стандарт MPEG-2 ISO/IEC 13818-7 AAC

Алгоритм компрессии AAC (Advanced Audio Coding) разработан в рамках стандарта MPEG-2 Он базируется на учете опыта, накопленного при разработке алгоритма компрессии Layer 3 стандартов ISO/IEC 11172-3 и 13818-3, поддерживает все известные звуковые форматы моно, обычное стерео, разновидности систем Dolby, пятиканальный звуковой формат 5 1 В отличие от MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 здесь (рис 12 54)

расширен набор возможных частот дискретизации: 8; 11,025; 16; 22,05; 24; 32; 44,1; 48; 64; 88,2 и 96 кГц; изменены форма и длины оконных функций: здесь используются окна Кайзера–Бесселя вместо синусных: длинное, включающее 2048 отсчетов ЗС и короткое — соответственно 256 отсчетов ЗС, что обеспечивает более высокое разрешение по частоте, при этом в обоих случаях используется 50 % перекрытие выборок отсчетов ЗС. Кодированию подвергаются коэффициенты МДКП, однако несколько изменена форма кривой компрессии при неравномерном квантовании, применены иные книги кодов Хаффмана. Как и в Layer 3, управление величиной искажений квантования выполняется по двум итерационным циклам — внутреннему и внешнему.

В алгоритме AAC для повышения качества алгоритма компрессии цифровых данных применены специальные процедуры минимизации, точнее говоря управления микроструктурой искажений квантования внутри каждой из субполос (так называемая техника Temporal Noise Shaping, TNS); изменены процедуры объединения субполосных сигналов при их кодировании (Coupling); предусмотрена, как и ранее, возможность работы кодера в режиме M/S кодирования, когда кодированию в субполосах подвергаются не сигналы $L$ и $R$ стереопары, а их сумма $M = (L+R)/\sqrt{2}$ и разность $S = (L - R)/\sqrt{2}$. При линейном предсказании учитывается не только корреляция между отсчетами многоканального сигнала, но и форма спектра шумов квантования и его изменение во времени. Введены уточнения и дополнительные процедуры при расчете глобального порога маскировки в психоакустической модели кодера AAC. Однако и здесь основой является модифицированная психоакустическая модель 2, как и в Layer 3.

В зависимости от вычислительной сложности и области применения в стандарте ISO/IEC 13838-7 AAC три возможных конфигурации.

**Основная конфигурация** (Main profile) используется, когда вычислительная сложность алгоритма не является сдерживающим фактором при реализации кодека. При данной конфигурации в кодере не используется банк PQMF-фильтров. Вся последовательность из 2048 временны́х отсчетов ЗС непосредственно подается на блок ортогонального преобразования с 50%-ным перекрытием. Порядок предсказания блока TNS составляет 20

**Конфигурация пониженной сложности** (Low Complexity profile). Здесь также не используются банк PQMF-фильтров и блок линейного предсказания, порядок предсказания блока TNS сокращен с 20 до 12.

**Адаптивная конфигурация** (Scalable Sampling Rate) При данной конфигурации кодера, в отличие от двух предыдущих, используется банк PQMF-фильтров, блок предсказания по-прежнему не используется, а порядок предсказания блока TNS составляет 12 Кроме того, не всегда требуется передавать сигнал в полосе частот 20 20000 Гц, а иногда это и невозможно в силу ограниченной пропускной способности канала

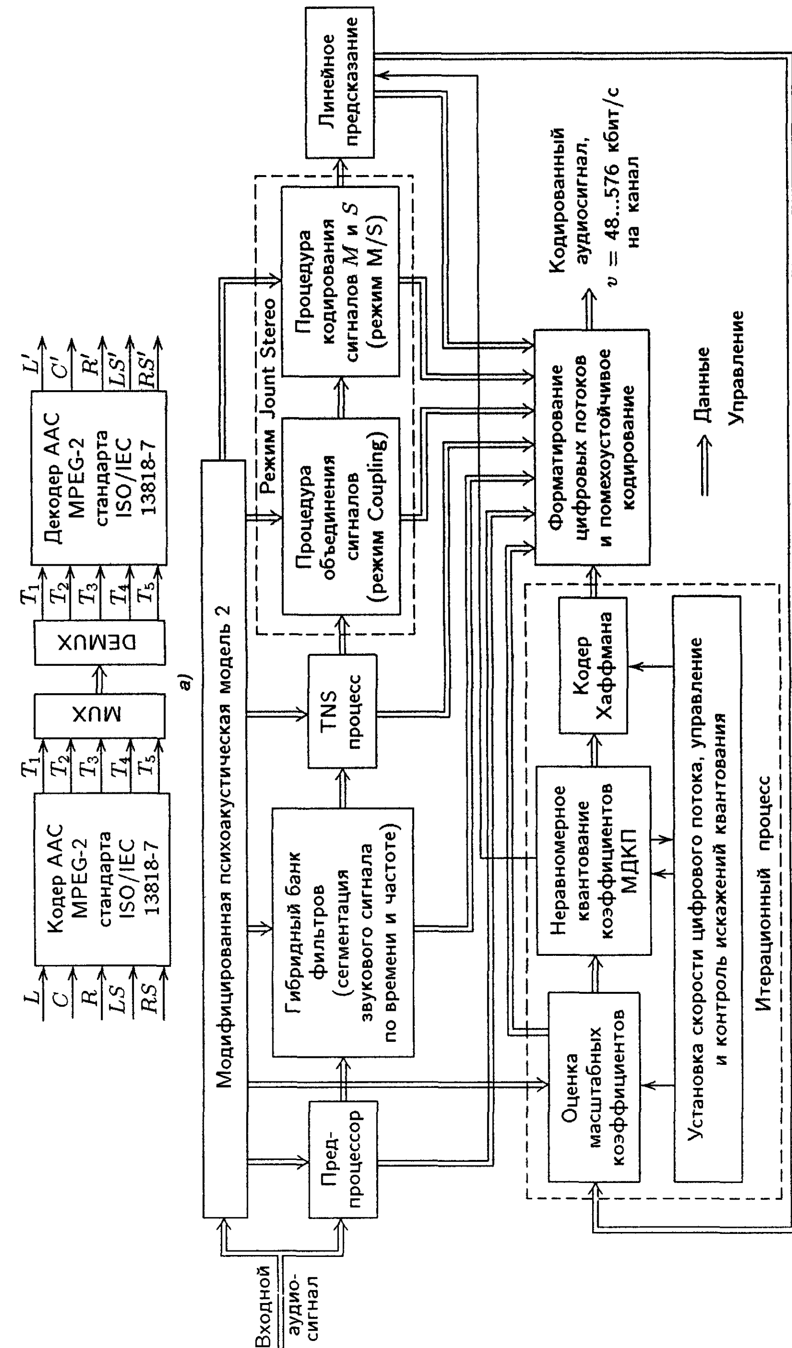



**Рис. 12.54.** Многоканальная конфигурация (а) и структурная схема кодера MPEG-2 AAC стандарта ISO/IEC 13818-7 (б)

связи, поэтому стандарт определяет так называемую адаптивную конфигурацию, позволяющую изменять полосу передаваемых частот звукового сигнала. Например, можно передать звуковой сигнал в следующих полосах частот: от 20 до 6000, от 20 до 12000 и от 20 до 18000 Гц.

Тестовые прослушивания показали, что алгоритм компрессии AAC обеспечивает так называемое прозрачное кодирование при скорости цифрового потока 64 кбит/с на канал. При звуковом формате 5.1 искажения, вызванные компрессией, лежат ниже порогов их слуховой заметности уже при суммарной скорости цифрового потока 320...384 кбит/с.

## 12.14. Стандарт MPEG-4 ISO/IEC 14496-3

Это стандарт разработан для мультимедиа приложений, охватывающих большое число известных мультимедийных систем от несложных мобильных с упрощенными терминалами оконечных устройств до высококачественых профессиональных звуковых систем. Он объединяет опыт, накопленный группой MPEG при разработке всех рассмотренных выше алгоритмов компрессии цифровых данных и алгоритмов компрессии речи, в частности включает CELP-кодер. В MPEG-4 впервые при компрессии цифровых данных высококачественных звуковых сигналов предложено использовать параметрическое кодирование, когда реальный звуковой сигнал представляется в виде модели, содержащей совокупность тональных и шумоподобных сигналов (рис. 12.55). В информационной части стандарта MPEG-4 приведены две психоакустические модели. Обе они могут быть использованы в любом слое алгоритма MPEG-4.

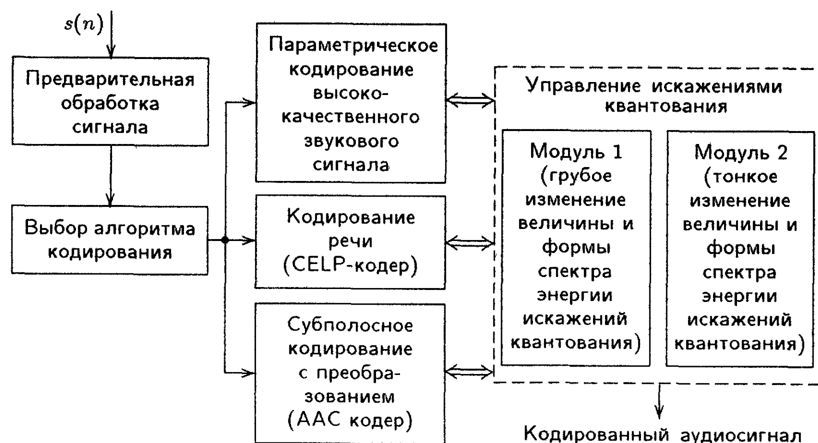



**Рис. 12.55.** Алгоритмы компрессии цифровых данных MPEG-4 стандарта ISO/IEC 14496-3



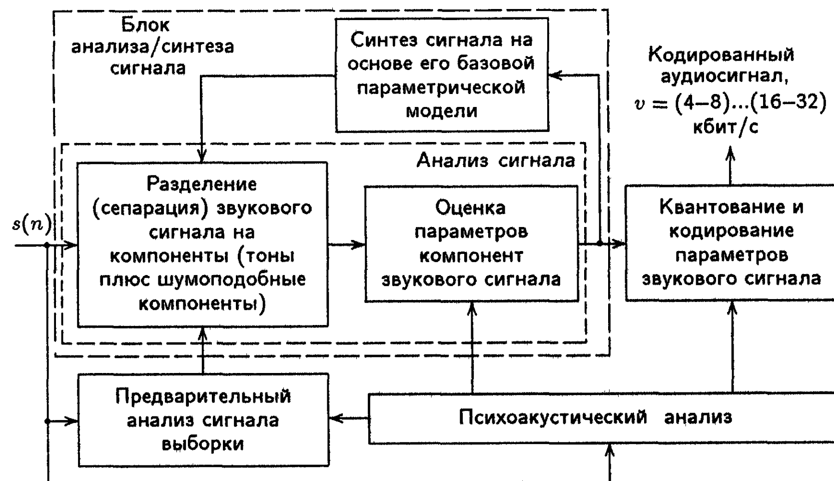



**Рис. 12.56.** Упрощенная структурная схема кодера, использующего метод параметрического кодирования звукового сигнала (стандарт MPEG-4 ISO/IEC 14496-3)

В случае использования алгоритма параметрического кодирования (рис. 12.56) исходный сигнал выборки $s(n)$ в блоке анализа-синтеза разделяется на тональные и шумоподобные составляющие, далее для этой базовой параметрической модели сигнала оцениваются значения текущих частот, фаз и амплитуд тональных сигналов и уровней энергии шумоподобных сигналов в определенных полосах частот. Перечисленные параметры квантуются и кодируются минимально возможным числом битов. Требуемое для их кодирования число битов определяется по психоакустической модели. На приемной стороне системы по этим параметрам синтезируется исходный сигнал. До последнего времени параметрическое моделирование использовалось только при компрессии цифровых данных речевых сигналов, более простых по своей структуре, чем музыкальный сигнал. Однако в последние годы благодаря успехам вычислительной техники, математического моделирования, психофизики и электроники параметрическое представление все чаще начинает применяться и при кодировании высококачественных звуковых сигналов, обеспечивая более высокий уровень компрессии цифровых данных. Параметрическое кодирование, обладая очень сложными процедурами оценки параметров и требующее при реализации существенно больших вычислительных затрат, позволяет получить скорость цифрового потока 16...24 кбит/с при достаточно хорошем качестве.

Вторым альтернативным алгоритмом, обеспечивающим более высокое качество, однако при большей скорости цифрового потока, является алгоритм AAC (MPEG-2 ISO/IEC 13818-7), также вошедший в этот стандарт.

## 12.15. Процедуры объединения сигналов стереопары в стандартах MPEG

Этот режим работы кодеков MPEG назван Joint Stereo и применяется при низких скоростях передачи цифровых аудиоданных.

Известно, что частоты, лежащие ниже 150...250 Гц, практически не локализуются. Во всем остальном спектре звуковых частот они образуют компактные и четкие кажущиеся источники звука. Тем не менее высокочастотные составляющие стереофонических сигналов, лежащие выше 8000...12000 Гц, также весьма часто практически не влияют на оценку азимута кажущегося источника звука (КИЗ). Это объясняется тем, что энергия вещательного сигнала на частотах выше 8000...10000 Гц обычно существенно меньше, чем в области средних частот, где она максимальна для большинства звуковых сигналов.

Оценка азимута КИЗ является функцией не только частоты, но и в очень сильной степени зависит от распределения энергии звукового сигнала по частоте. В оценку азимута КИЗ наибольший вклад оказывают спектральные составляющие сигнала, энергия которых максимальна. Чем выше энергия спектральной компоненты сигнала, тем в большей степени она определяет оценку азимута КИЗ в пространстве. Кроме того, на частотах выше 1500...2500 Гц оценка азимута КИЗ определяется уже не тонкой временно́й структурой сигнала, а его огибающей или, точнее говоря, соотношением интенсивностей (энергий) высокочастотных частей спектров сигналов стереопары.

Изложенные выше соображения и лежат в основе процедуры объединения сигналов стереопары. Эта процедура обычно реализуется в ситуации, когда имеющееся в нашем распоряжении число битов недостаточно для раздельного (независимого) кодирования левого и правого сигналов стереопары. Начиная с определенной частоты, можно вместо левого и правого сигналов стереопары передавать их сумму в виде так называемой монофонической добавки. Эта частота зависит от характера распределения энергии по частоте для кодируемой выборки звукового сигнала и может меняться от одного аудиофрейма к другому.

В процессе объединения могут появиться заметные на слух как искажения пространственной структуры стереопанорамы, так и тембральные изменения в звучании отдельных музыкальных инструментов и голосов. Для компенсации пространственных искажений, вызванных объединением сигналов стереопары, необходимо дополнительно передать также информацию, достаточную для восстановления после декодирования энергий левого и правого сигналов стереопары в объединенной части спектра. Обычно для субполос объединения передают (кроме монофонической составляющей) и соотношение энергий левого и правого субполосных сигналов стереопары. В области же частот выше 8000...10000 Гц в большинстве случаев достаточно для устранения тембральных искажений передать только объединенную часть стереосигнала, т.е так называемую монофоническую добавку, сохранив при этом общий спектральный баланс для обоих сигналов.



Кроме режима объединения частот, используют режим так называемого MS-кодирования. В этом случае в ряде субполос кодируются не левый и правый сигналы стерепары, а сигналы $M$ и $S$, что позволяет иногда также экономить биты.

Алгоритмы компрессии стандартов MPEG не содержат четких критериев, определяющих условие перехода кодека в режим объединения сигналов стереопары.

## 12.16. Система кодирования ATSC Dolby AC-3

**Общие сведения о системе Dolby AC-3.** Система ATSC Dolby AC-3 (алгоритм компрессии A/52) предназначена для кодирования сигналов многоканальной стереофонии и рекомендована национальным комитетом ATSC (Advanced Television System Committee) США для систем телевидения высокой четкости HDTV и других применений, таких, как спутниковое вещание, передача звуковых сигналов по оптоволоконным линиям связи, запись на магнитные, оптические и другие носители информации.

Кодер системы Dolby AC-3 предназначен для кодирования высококачественных звуковых сигналов различных форматов от 1/0 (моно) до 5 1 (многоканальное стерео). В этом последнем случае по каналам связи в едином цифровом потоке передаются левый (Left), правый (Reft), центральный (Center) фронтальные, а также левый (Left Surround) и правый (Reft Surround) тыловые пространственные сигналы и дополнительный сигнал канала сверхнизких частот СНЧ (Low Frequency). В это число включены также форматы 2/0 (обычное стерео) и 3/2 (Dolby Stereo, Dolby Surround, Dolby Pro Logic)

**Кодер системы Dolby AC-3.** Упрощенная структурная схема кодера системы Dolby AC-3 представлена на рис. 12.57 Цифровой поток на выходе кодера представляет собой последовательность аудиофреймов (Pack AC-3 Frame). Содержащаяся в нем информация условно может быть разделена на две части основную (Main Information) и дополнительную (Side Information)

Аудиофрейм кодера включает шесть аудиоблоков Каждый аудиоблок содержит информацию о 512 отсчетах для каждого из кодируемых сигналов (Audio 1, Audio 2, , Audio n) Вследствие 50%-ного временно́го перекрытия в аудиоблок для каждого из сигналов включаются 256 отсчетов предыдущего блока и 256 новых отсчетов В шести аудиоблоках аудиофрейма общее число обрабатываемых отсчетов для каждого из входных сигналов будет равно $512 \times 6 = 3072$ Заметим, что если число кодируемых ЗС равно 5 (формат 3/2), то общее число отсчетов, информация о которых содержится в одном аудиофрейме, составит

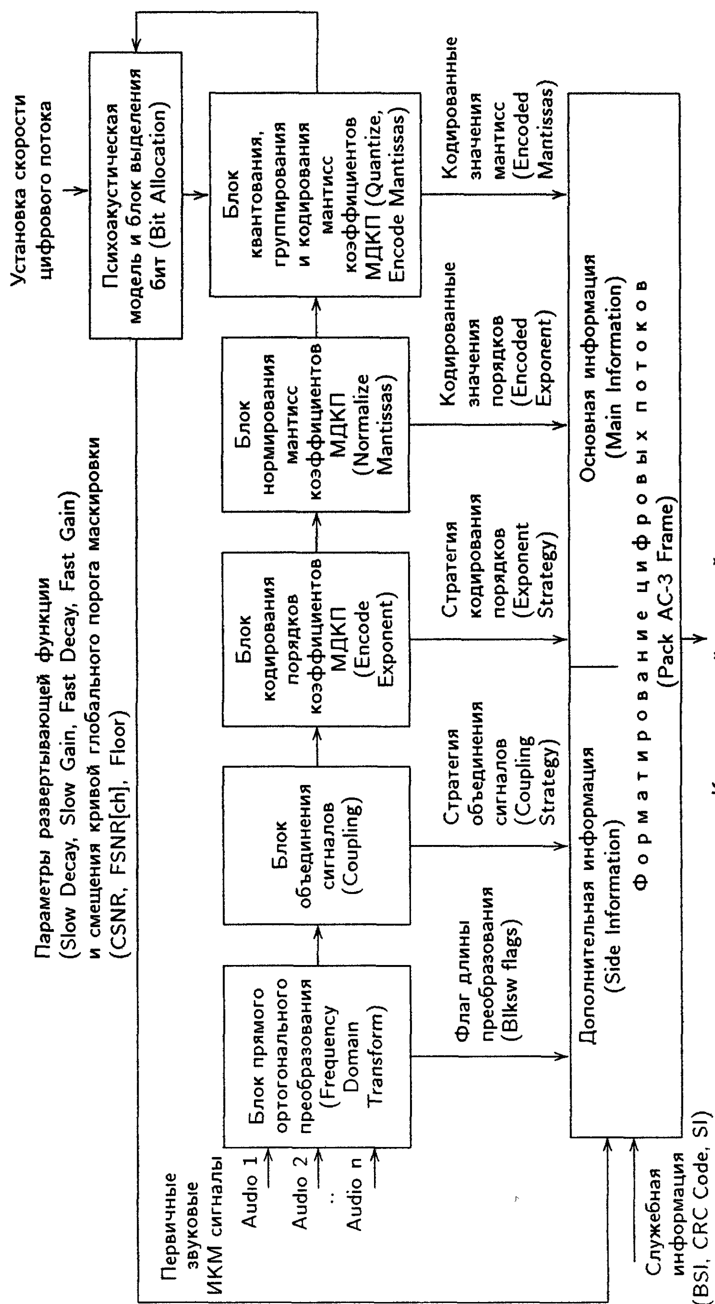



**Рис. 12.57.** Структурная схема кодера системы Dolby AC-3



$(512 \times 5) \times 6 = 15360$, однако с учетом 50%-ного временно́го перекрытия здесь будет лишь $15360 : 2 = 7680$ новых отсчетов.

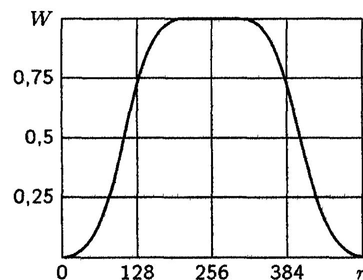



**Рис. 12.58.** Форма оконной функции

После сегментации по времени выборки отсчетов ЗС каждого канала преобразуются в новую совокупность цифровых данных посредством модифицированного дискретного косинусного преобразования (МДКП). Сегментация звуковых сигналов по времени с 50%-ным перекрытием выборок и их преобразование из временно́й в частотную область выполняются в блоке время-частотного преобразования (Frequency Domain Transform). Перед ортогональным преобразованием выборки отсчетов звуковых сигналов, взвешиваются оконной функцией. Последняя представлена в стандарте A/52 таблицей. Форма оконной функции показана на рис. 12.58.

Преобразование выборки ЗС из временно́й области может быть выполнено посредством одного длинного (512-точечного) или двух коротких (256-точечных) преобразований. В первом случае будет получено 256, а во втором — соответственно 128 + 128 коэффициентов МДКП. При короткой выборке коэффициенты МДКП обоих сегментов, содержащие по 128 значений, объединяются в один общий блок путем их чередования. В этом общем блоке будет также 256 коэффициентов МДКП.

Расчет коэффициентов МДКП проводится по формуле

$$X_D[k] = -\frac{2}{N}\sum_{n=0}^{N-1} x[n]\cos\left[\frac{2\pi}{4N}(2n+1)(2k+1) + \frac{\pi}{4}(2k+1)(1+\alpha)\right],$$

$$0 \leqslant k < 256,$$

где $N$ — длина выборки звукового сигнала; $X_D[k]$ — $k$-й коэффициент МДКП, $x[n]$ — $n$-й отсчет сигнала в выборке;

$$\alpha = \begin{cases} -1 & \text{для первого (из двух) короткого преобразования,} \\ 0 & \text{для длинного преобразования,} \\ +1 & \text{для второго короткого преобразования} \end{cases}$$

Заметим, что длинное преобразование наиболее предпочтительно для сигналов, медленно изменяющихся по амплитуде с течением времени Оно имеет лучшее разрешение по частоте Короткое преобразование обеспечивает лучшее разрешение по времени и применяется для сигналов, амплитуда которых быстро меняется во времени, например, в области атаки звука Флаг Block Switch Flags (blksw flags) указывает, какое преобразование (длинное или короткое) применено при расчете коэффициентов МДКП Параметр Block Switch Flags включается в выходной поток цифровых данных как дополнительная информация и используется декодером при выполнении обратного ортогонального преобразования

При малых скоростях передачи цифровых данных в кодере Dolby AC-3 предусмотрено использование специальной процедуры объединения канальных сигналов (Coupling), позволяющей при их кодировании обойтись меньшим числом битов.

В системе Dolby AC-3 каждый коэффициент МДКП представляется в формате с плавающей запятой двумя значениями: экспонентой (или порядком) и мантиссой:

$$X_D[k] = A[k] \cdot 2^{-B[k]},$$

где $A[k]$ и $B[k]$ — соответственно мантисса и порядок $k$-го коэффициента преобразования. Порядок равен числу нулей перед первой единицей двоичного представления коэффициента МДКП. Он является по сути дела его масштабным коэффициентом (или нормирующим множителем). Например, если коэффициент МДКП $X_D[k] = 0{,}158$ и его двоичное представление записывается как 0,001010000110, то порядок (масштабного коэффициента) $B[k] = 2$, а мантисса равна 0,1010000110 (в двоичной) или $A[k] = 0{,}6308$ (в десятичной) системах исчисления. Очевидно, что $X_D[k] = A[k] \cdot 2^{-B[k]} = 0{,}6308 \cdot 2^{-2} = 0{,}158$. Знак коэффициента МДКП учитывается при кодировании мантиссы. Перед кодированием мантиссы нормируются (Normalize Mantissas). Экспоненты и мантиссы коэффициентов МДКП кодируются отдельно в блоках Encode Exponent и Quantisse, Encode Mantissas.

В блоке распределения битов (Bit Allocaton) учитывается эффект маскировки. В основе процедуры выделения битов лежит модель слуха, позволяющая оценить максимально допустимое (пороговое) значение уровня шума, который еще маскируется полезным сигналом в полосе кодирования, и в соответствии с данными этих расчетов выделить при кодировании мантисс коэффициентов МДКП соотвествующее число разрядов. Все указанные вычисления выполняются в блоке называемом обычно психоакустической моделью. Каждая нормированная мантисса квантуется с числом ступеней квантования, соответствующим числу битов, определенному в модуле Bit Allocaton.

**Кодирование коэффициентов МДКП в системе Dolby AC-3.** Итак, в системе Dolby AC-3 коэффициенты МДКП представлены в формате с плавающей запятой и имеют мантиссу и порядок, их значения кодируются с использованием разных процедур.

**Кодирование порядков.** Порядок коэффициента МДКП в кодере Dolby AC-3 представляет собой число, изменяющееся в пределах от 0 до 24. Поэтому кодовое слово порядка должно иметь по крайней мере $m = 5$ разрядов ($2^5 = 32$). Максимальный порядок в кодере ограничивается значением 24.

Известно, что если спектр выборки ЗС анализируется при помощи банка фильтров, каждый из которых имеет достаточно узкую полосу частот, то разница в уровнях энергии сигнала между соседними фильтрами редко превышает значение 12 дБ Это обстоятельство учтено при кодировании порядков. При кодировании порядков в кодере системы Dolby AC-3 применен метод дифференциальной ИКМ, когда кодируется не сам порядок, а разность между значениями порядков соседних коэффициентов МДКП. Первое значение порядка для сигнала каждого канала в самой первой наиболее низкой по частоте полосе анализа — это всегда четырехбитовое кодовое слово, что соответствует диапазону изменения чисел от 0 до 15. Порядок в следующей вверх по частоте полосе анализа определяется как разница между текущим и предыдущим значениями порядков соответствующих коэффициентов МДКП. В кодере Dolby AC-3 разрешающая способность дифференциальной ИКМ (дискретность изменения порядков) при кодировании ограничена значениями −2, −1, 0, +1, +2. Максимальное изменение порядков соседних коэффициентов МДКП составляет ±2, что соответствует ±12 дБ.



Дифференциальные значения порядков коэффициентов МДКП объединяются в группы. Для процедуры группирования используются три возможных стратегии, обозначенные в стандарте как D15, D25 и D45. В стратегии D15 *каждое* дифференциальное значение порядка кодируется отдельно и ему соответствует одно из пяти возможных значений числа $M = 0, 1, 2, 3, 4$ в потоке цифровых данных. При этом стратегия D15 требует максимального числа битов при кодировании порядков. В стратегии D25 каждая *пара*, а в стратегии D45 уже каждая *четверка* дифференциальных значений порядков представлены одним значением числа $M$ в потоке цифровых данных.

Процесс кодирования порядков коэффициентов МДКП с использованием стратегии D15 поясняет рис. 12.59. На рис. 12.59,*а* изображены коэффициенты МДКП сигнала исходной выборки; на рис. 12.59,*б*,*в* представлены соответствующие им порядки соответственно до после их дополнительной обработки.

Дифференциальные значения порядков, полученные непосредственно из исходных коэффициентов МДКП, на практике не всегда дают максимальную разность соседних коэффициентов, не превышающую диапазон ±2, что требуют соответствующие таблицы стандарта Dolby AC-3. Поэтому перед кодированием необходима дополнительная обработка массива порядков. С ее помощью уменьшаются некоторые значения порядков, но при этом изменяются и соответствующие им значения мантисс так, что в их двоичном представлении впереди появляются нули После выполнения этой операции максимальный дифференциальный порядок уже не будет превышать требуемое значение, равное ±2.

Выбор стратегии (D15, D25 или D45) кодирования порядков коэффициентов МДКП — это компромисс между хорошим частотным разрешением, разрешением по времени и числом битов, требуемым для кодирования экспонент Стратегии D15 и D25 могут быть использованы для кодирования сигналов, имеющих неравномерный спектр, когда значение экспоненты изменяется довольно быстро от одной полосы анализа к другой. Если же спектр сигнала достаточно гладкий (плоский), тогда используются стратегии кодирования D45

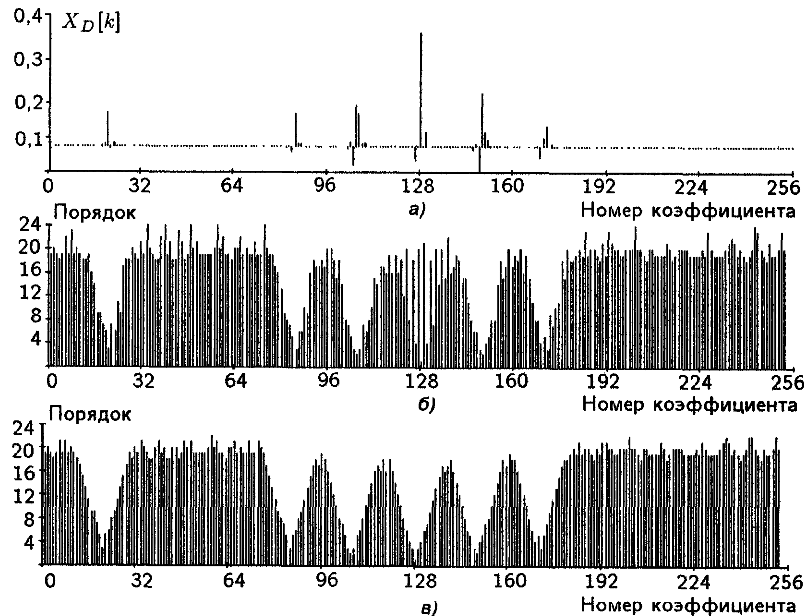



**Рис. 12.59.** К пояснению стратегии D15 кодирования порядков коэффициентов МДКП

После выбора стратегии кодирования порядков кодер Dolby AC-3 объединяет кодовые слова, соответствующие дифференциальным значениям экспонент, в группы. Для всех режимов работы кодера наборы чисел $M$ для трех соседних $(k,\ k+1,\ k+2)$ коэффициентов МДКП $M[k]$, $M[k+1]$, $M[k+2]$ группируются и кодируются как одно семибитовое слово по правилу

$$M[k,k+1,k+2] = \{25M[k]\} + \{5M[k+1]\} + M[k+2].$$

Эту процедуру для стратегии кодирования D15 иллюстрирует рис. 12.60. На рис. 12.60,*а* показаны порядки коэффициентов МДКП в 63 полосах психоакустического анализа, на рис. 12.60,*б* — значения $M[k]$, а на рис. 12.60,*в* — число битов, использованное для их кодирования в полосах кодирования после группирования. В общей сложности число полос кодирования равно 20.

Декодер распаковывает и востанавливает значения порядков, используя инверсную процедуру.

**Кодирование мантисс.** Диапазон изменения мантисс коэффициентов МДКП лежит в пределах от $-1$ до $+1$ Знак коэффициента МДКП учитывается при кодировании мантиссы. При квантовании и кодировании мантисс учитываются требования психоакустической модели.

Процесс квантования мантисс коэффициентов МДКП в стандарте Dolby AC-3 имеет следующие особенности:



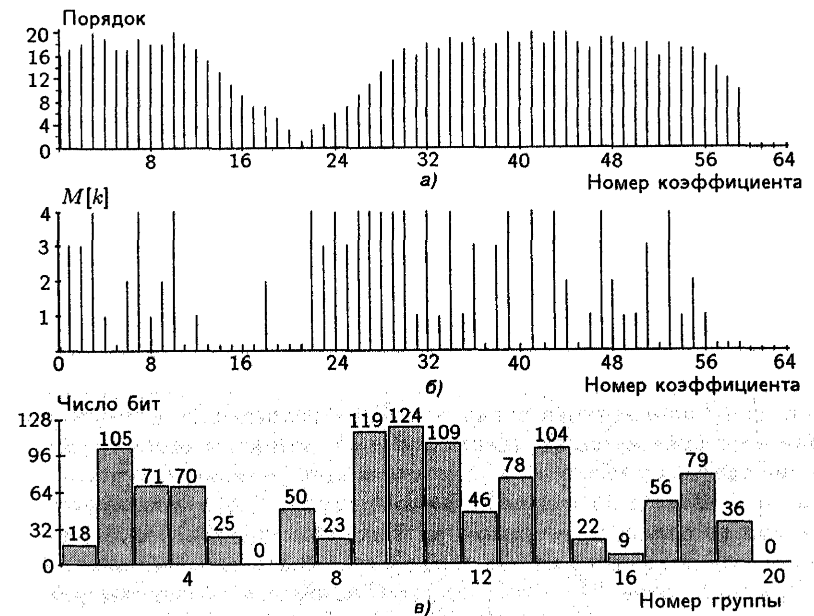



**Рис. 12.60.** Упаковка дифференциальных значений порядков в поток данных, стратегия кодирования D15

- число возможных ступеней квантования соответствует следующему ряду чисел: 0, 3, 5, 7, 11, 15, 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 16384, 65536; используется равномерное квантование мантисс;
- при числе ступеней квантования, равном 3, 5, 7, 11 и 15, используется так называемое симметричное квантование, во всех остальных случаях — асимметричное;
- при числе ступеней квантования, равном 3, 5 и 11, кодовые слова мантисс объединяются в группы. При трех ступенях квантования три кодовых слова, соответствующие трем значениям мантисс, кодируются одним пятибитовым кодовым словом. При пяти ступенях квантования три кодовых слова мантисс группируются и кодируются одним семибитовым кодовым словом. При 11 ступенях квантования два кодовых слова мантисс группируются и кодируются одним семибитовым кодовым словом; в остальных случаях процедуры группирования нет.

При симметричном квантовании вместо квантованных значений мантисс в цифровой поток включены их индексы, заданные соответствующей таблицей. Например, если число ступеней квантования равно 3, а значение мантиссы лежит в пределах от $-1$ до $-1/3$, то передаваться к декодеру будет значение, равное $-2/3$, и ему будет соответствовать индекс $mc = 0$ Если значение мантиссы лежит в интервале от $-1/3$ до $+1/3$, то декодеру передается значение, равное нулю, и коди-

руется индекс $mc = 1$. И наконец, если значение мантиссы находится в интервале от $+1/3$ до $+1$, то декодеру передается значение, равное $+2/3$, и кодируется соответствующий ему табличный индекс $mc = 2$. Аналогичным образом в форме таблиц задаются интервалы значений мантисс и соответствующие им индексы для числа ступеней квантования равных соответственно 5, 7, 11 и 15. Такой способ квантования позволяет уменьшить число требуемых битов. Для всех других ступеней квантования (32, 64,..., 65536) кодируются не индексы, а сами мантиссы коэффициентов МДКП.

Следующим этапом является кодирование и упаковка в цифровой поток табличных индексов квантованных значений мантисс. При симметричном квантовании для уменьшения требуемого для кодирования индексов числа битов используется дополнительно процедура группирования. Например, при числе ступеней квантования, равном 7, индекс мантиссы изменяется в пределах от 0 до 6. Для кодирования этого ряда чисел требуется 3 бита. При 11 ступенях квантования табличный индекс мантисс лежит в интервале от 0 до 10, а при 15 ступенях квантования он находится уже в интервале от 0 до 14. При этом требуемое для кодирования каждого из них число битов соответственно равно 4 или 5. Группирование табличных индексов позволяет уменьшить требуемое для их кодирования число битов при 3, 5 и 11 ступенях квантования. При 3 и 5 ступенях квантования три табличных индекса мантисс, а при 11 ступенях квантования два табличных индекса мантисс кодируются одним кодовым словом по следующим правилам:

$$Group_code[3] = 9mc[a] + 3mc[b] + mc[c];$$
$$Group_code[5] = 25mc[a] + 5mc[b] + mc[c];$$
$$Group_code[11] = 11mc[a] + mc[b],$$

где $Group_code[3]$, $Group_code[5]$ и $Group_code[11]$ — кодовые слова групп табличных индексов мантисс соответственно при 3, 5 и 11 ступенях квантования; $mc[a]$, $mc[b]$ и $mc[c]$ — табличные индексы мантисс коэффициентов МДКП с номерами $a$, $b$ и $c$. Итак, при трех ступенях квантования мантисс ($n = 3$) кодовое слово группы, состоящей из трех индексов, будет содержать 5 битов, поэтому на кодирование каждой мантиссы в этом случае будет затрачено 5 : 3 = 1,67 бита. При $n = 5$ кодовое слово группы мантисс будет представлено уже семибитовым числом, и на кодирование каждой мантиссы потребуется уже 7 : 3 = 2,33 бита. И наконец, при $n = 11$ на кодирование каждой мантиссы потребуется уже 7 : 2 = 3,5 бита, а при $n = 15$ — 4 бита и т.д.

В декодере определяется длина кодового слова каждой мантиссы или соответствующего ей табличного индекса, после чего мантиссы распаковываются по специальной процедуре.

**Объединение звуковых сигналов при кодировании.** При работе в этом режиме кодер Dolby AC-3 объединяет высокочастотные части исходных сигналов в определенной полосе частот в один общий сигнал



и генерирует дополнительно так называемые координаты объединения. Последние будут использованы декодером для восстановления энергетических соотношений высокочастотных частей спектра каждого исходного сигнала, подвергнутого процедуре объединения. После декодирования объединенные части в каждом из восстановленных сигналов будут иметь одинаковый спектральный состав и отличаться только уровнем.

Кодер формирует общий сигнал путем простого сложения коэффициентов МДКП объединяемых сигналов. При этом коэффициенты МДКП с 37-го по 252-й группируются в 18 субполос (так называемых полос объединения) по 12 коэффициентов в каждой такой субполосе. Нижняя и верхняя частотные границы полос объединения задаются пользователем. Координаты объединения рассчитываются для каждого объединяемого субполосного сигнала. Они представляют собой отношения максимальных коэффициентов МДКП каждого объединяемого сигнала и суммарного сигнала в субполосе объединения. Далее координаты объединения преобразовываются в формат чисел с плавающей запятой и включаются в выходной поток данных как дополнительная информация.

Суммарный (объединеный) сигнал кодируется так же, как и сигналы независимых каналов.

**Декодер системы Dolby AC-3** (рис. 12.61) получает форматированный поток цифровых данных (Input Bit Stream) и преобразует его в выходные ИКМ сигналы (Output PCM). Первый этап процесса декодирования заключается в распаковке информации аудиофрейма (Unpack AC-3 Frame) и разделении ее на основную (Main Information) и дополнительную (Side Informaton) части.

Декодер Dolby AC-3 получает порядки коэффициентов МДКП в кодированном и упакованном виде. Чтобы их распаковать и декодировать, необходимо иметь дополнительную информацию о числе передаваемых экспонент в сигнале каждого канала и о стратегии их кодирования (D15, D25, D45), использовавшейся в кодере. Процесс декодирования порядков осуществляется в блоке декодирования экспонент (Decode Exponent). После декодирования порядков выполняется процедура распаковки, деквантования и денормирования мантисс коэффициентов МДКП (Dequantize, Denormalize Mantissas). Для ее выполнения используются параметры психоакустической модели, параметры, определяющие распределение битов в кодере, а также восстановленные значения порядков коэффициентов МДКП. Операция денормирования мантисс производится посредством сдвигов разрядов кодового слова мантиссы вправо. При этом число сдвигов определяется порядком соответствующего коэффициента МДКП Если в кодере была использована процедура объединения сигналов ряда каналов, то, очевидно, декодер должен выполнить обратную операцию (De-Coupling), используя переданные декодеру в поле данных дополнительной информации значения координат объединения. В блоке обратного ортогонального МДКП (Inverse Transform) осуществляется обратное преобразование реконструированного в декодере сигнала во временну́ю область.

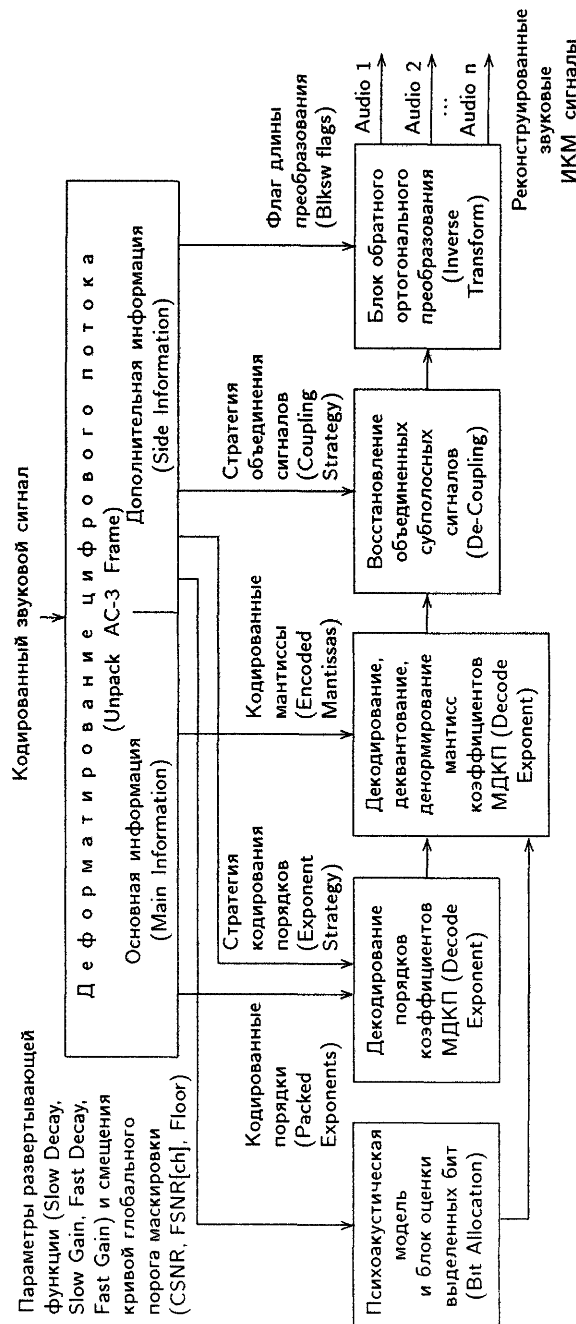



**Рис. 12.61.** Структурная схема декодера системы Dolby AC-3



| | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| SI | BSI | Audio Block 0 | Audio Block 1 | Audio Block 2 | Audio Block 3 | Audio Block 4 | Audio Block 5 | AUX Data | CRC |

**Рис. 12.62.** Структура данных аудиофрейма системы Dolby AC-3

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Block Switch Flags | Dither Flags | Dynamic Range Control | Coupling Strategy | Coupling Coordi-nates | Exponent Strategy | Expo-nent | Bit Allocation Parameters | Mantissas |

**Рис. 12.63.** Структура данных аудиоблока системы Dolby AC-3

Структура аудиоданных в стандарте Dolby AC-3 показана на рис. 12.62. Поле данных заголовка (Header) аудиофрейма содержит информацию о синхронизации SI (Syncronization Information) и информацию о конфигурации потока данных BSI (Bit Stream Information).

Поле данных SI включает синхрослово (0000 1011 0111 0111, или OB77h), биты помехоустойчивого кодирования (CRC-код), частоту дискретизации и размер аудиофрейма. Аудиофрейм системы Dolby AC-3 включает два 16-битовых слова CRC-кода, первое из них следует в начале каждого фрейма после слова синхронизации, а второе — в его конце. Поле данных BSI содержит информацию о конфигурации потока цифровых данных, например, такую, как тип сервиса, режим работы кодера (т.е. число кодируемых сигналов или тип звукового формата), абсолютный акустический уровень сигнала каждого канала, информацию о языке, о времени и другое.

Аудиофрейм системы AC-3, как уже было сказано ранее, содержит шесть аудиоблоков. Структура данных аудиоблока показана на рис. 12.63. Он включает следующие поля битов:

Block Switch Flags — параметр длины ортогонального преобразования;

Dither Flags — признак наличия добавочного шума;

Dynamic Range Control — данные управления динамическим диапазоном передаваемых сигналов;

Coupling Strategy — информация об объединении сигналов (сигналы каких каналов объединены и начиная с какой частоты);

Coupling Coordinates — координаты объединения для сигнала каждого канала;

Exponent Strategy — выбранная стратегия кодирования порядков;

Exponents — кодовые слова порядков коэффициентов МДКП;

Bit Allocation Parameters — параметры психоакустической модели;

Mantissas — кодовые слова мантисс коэффициентов МДКП.

## 12.17. Качество алгоритмов кодирования ЗС с компрессией цифровых аудиоданных

Результаты экспертных оценок качества алгоритмов кодирования ЗС с компрессией цифровых аудиоданных, заслуживающие наибольше-

Таблица 12.3

Экспертные оценки качества кодеков с компрессией цифровых аудиоданных

| Наименование алгоритма | Скорость передачи, кбит/с | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 96 | 128 | 160 | 192 |
| MPEG-2 AAC | −1,15 | −0,17 | – | – |
| MPEG-1 Layer 3 | – | −1,73 | – | – |
| Dolby AC-3 | – | −2,11 | −1,04 | −0,52 |
| MPEG-1 Layer 2 | – | −2,14 | −1,75 | −1,18 |

Градации оценки ухудшения качества звучания (5-балльная шкала оценки):
0 — незаметное;
−1 — заметное, но не раздражающее;
−2 — слегка раздражающее
−3 — раздражающее;
−4 — очень раздражающее.

го доверия, представлены в табл. 12.3. Экспертизы выполнены в соответствии с Рек. 562-3 «Субъективная оценка качества звука» МККР. В качестве звукового материала использовались отрывки звучаний разных жанров, взятые с компакт-диска SQAM, рекомендуемого для таких испытаний исследовательской группой MPEG. Разница в звучании исходного отрывка и отрывка, прошедшего кодек, оценивалась по пятибалльной шкале, приведенной в конце таблицы.

Результаты сравнения качества звучания кодеков (табл. 12.3) свидетельствуют о том, что алгоритм MPEG-1 Layer 3 несколько уступает при равном качестве только алгоритму MPEG-2 AAC (Advanced Audio Coding) на скорости передачи 128 кбит/с. Наиболее эффективными и допускающими наибольшее число степеней свободы для усовершенствования являются алгоритмы компрессии MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 3 и MPEG-2 ISO/IEC 13818-7 AAC.

## 12.18. Изменение частоты дискретизации

Сочленение цифровых устройств осуществляется достаточно просто, если частоты дискретизации в коммутируемых устройствах совпадают. В этом случае достаточно согласовать законы компандирования в разных звеньях тракта. Реализуется это на основе ИКМ сигнала с равномерным квантованием, который, как правило, является исходным для всех АЦП. По этому общему для всех цифровых устройств закону и объединяют тракты системы с разными законами компандирования.

Если же частоты дискретизации не совпадают, то интерфейс должен содержать также дополнительно блок передискретизации. Эта задача, например, возникает при организации стыка аппаратуры ТФП ($f_д = 48$ кГц) с аппаратурой ТПРП ($f_д = 32$ кГц) или при соединении аппаратуры систем записи сигналов ($f_д = 44{,}1$ кГц) с аппаратурой ТФП и каналов связи.

Изменить частоту дискретизации можно двумя способами: промежуточным переходом к аналоговой форме и непосредственно путем пре-



образований в цифровом сигнале. Первый способ предполагает преобразование сигнала в аналоговую форму и его последующую дискретизацию с новой частотой и кодирование в новом формате. При этом способе исходный ЗС дважды подвергается квантованию, что приводит к возрастанию мощности шума квантования и не является желательным. Например, при переходе от ТФП (где $f_д = 48$ кГц и $m = 16$) к ТПРП и ТВРП (где $f_д = 32$ кГц и $m = 10$) уменьшение числа разрядов приводит к возрастанию шумов квантования на 20...26 дБ. Собственно же передискретизация в этом случае не сказывается на общем отношении сигнал/шум.

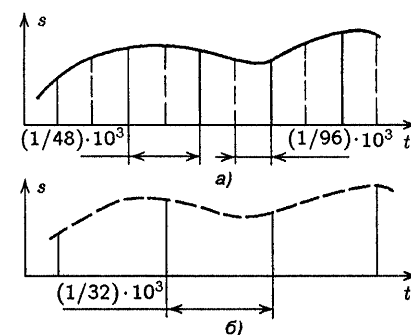



**Рис. 12.64.** К пояснению процесса передискретизации цифрового сигнала

Если передискретизация выполняется без преобразования цифрового сигнала в аналоговую форму, то для получения новой совокупности отсчетов используется процедура интерполяции. При этом реализация метода наиболее проста, если частоты дискретизации имеют общий кратный сомножитель.

В качестве примера рассмотрим переход от частоты дискретизации $f_д = 48$ кГц к новой частоте 32 кГц (рис. 12.64). Наименьшая частота, кратная этим значениям, составляет 96 кГц. Увеличение частоты дискретизации достигается здесь интерполяцией промежуточных дополнительных отсчетов, а уменьшение частоты дискретизации до 32 кГц — отбрасыванием лишних значений.

Итак, поскольку 32 кГц = (48 × 2) : 3, то процедура передискретизации состоит в следующем.

1. Вначале выполняется преобразование от $f_д = 48$ кГц к $f_д = 96$ кГц. Для этого методом интерполяции рассчитывают дополнительные отсчеты в середине исходного тактового интервала (показаны на рис. 12.64,*а* штриховой линией). Полученная в результате этого суммарная последовательность отсчетов соответствует $f_д = 96$ кГц.

2. Далее из этой новой последовательности выбирается каждый третий отсчет (рис. 12.64,*б*), что означает снижение частоты дискретизации в 3 раза по отношению к $f_д = 96$ кГц.

Для большей наглядности на рисунке показаны не кодовые слова, а соответствующие им отсчеты ЗС. В действительности же интерфейс выполняет интерполяцию цифровых сигналов. Осуществляя передискретизацию сигналов, следует помнить о возможности появления искажений, вызванных так называемым наложением спектров. Для устранения этого явления при уменьшении частоты дискретизации в интерфейс в случае необходимости должны включаться цифровые фильтры для

ограничения полосы частот исходного ЗС. Например, необходимость такой дополнительной фильтрации возникает при уменьшении $f_д$ с 48 до 32 кГц, когда требуется снизить полосу частот ЗС с 20 (ТФП) до 15 кГц (ТПРП и ТВРП).

## Контрольные вопросы

1. Назовите основные погрешности при аналого-цифровом преобразовании. Поясните причины их вызывающие.
2. Сравните равномерное и неравномерное квантование отсчетов ЗС с точки зрения скорости передачи и отношения сигнал-шум.
3. Нарисуйте спектр АИМ колебания. В каких случаях может возникнуть эффект наложения спектров?
4. В чем трудность реализации неравномерного квантования? Как можно определить допустимое значение динамического диапазона сигнала, если известна разрядность кодового слова.
5. Перечислите основные трудности в реализации цифро-аналогового преобразования.
6. Как можно оценить выйгрыш от применения компандера при цифровом представлении ЗС?
7. Какие законы компрессии обычно применяются при почти мгновенном компандировании? Поясните их особенности и принципы реализации.
8. Какие свойства сигнала и слуха используются при почти мгновенном компандировании?
9. Что такое избыточность цифрового ЗС? Чем можно объяснить наличие статистической избыточности при цифровом представлении звукового сигнала?
10. Почему можно говорить о психоакустичиской избыточности цифровых ЗС и как можно ее уменьшить?
11. Перечислите основные алгоритмы компрессии цифровых аудиоданных, применяемые в звуковом вещании.
12. Нарисуйте структурную схему кодера стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2, поясните его работу.
13. Нарисуйте структурную схему кодера стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 3, поясните его работу.
14. Нарисуйте структурную схему кодера стандарта ATSC Dolby AC-3, поясните его работу.
15. Назовите основные процедуры обработки ЗС в психоакустических моделях систем кодирования с компрессией цифровых аудиоданных, сравните эти модели между собой.
16. Зачем вводят предыскажения при цифровой передаче?
17. Какие методы повышения помехозащищенности ЗС используются в звуковом вещании?
18. В чем состоит обнаружение и исправление ошибок при передаче цифровых ЗС? Поясните особенности каждого из применяемых методов.
19. Назовите и сравните между собой методы маскирования ошибок при цифровой передаче.
20. Поясните основные принципы параметрического кодирования высококачественных звуковых сигналов радиовещания
21. Опишите алгоритм компрессии аудиоданных, основанный на учете свойств слуха
22. Что такое аудиофрейм, чем отличается его структура в стандартах MPEG-1, MPEG-2 и Dolby AC-3?
23. Как выполняется изменение частоты дискретизации при сочленении цифровых устройств?

*Глава 13*

# Аналоговая и цифровая звукозапись

## 13.1. Назначение и классификация систем звукозаписи

При подготовке программ радиовещания из всех технологических операций наиболее часто используется запись звуковых сигналов (ЗС). Запись осуществляется на движущийся *носитель* записи (НЗ) в очень узкой зоне в виде *дорожки записи*. Во время записи на дорожке НЗ могут происходить механические, магнитные, оптические или другого рода изменения, несущие информацию о звуке. Такая дорожка с записью ЗС называется *фонограммой.*

При обработке фонограмм приходиться делать многократные перезаписи. В случае аналоговой записи на магнитной ленте каждое копирование и микширование увеличивают *шум записи* на 3 дБ, при этом может существенно исказиться и частотная характеристика. Именно по этой причине переход к цифровому формату в первую очередь был реализован в студийной аппаратуре звукозаписи и, прежде всего, в многоканальной. Сначала для этой цели использовались специальные магнитные ленты, затем магнитные и оптические диски.

Классификация современной звукозаписывающей аппаратуры прежде всего основывается на формате записи: *аналоговая* и *цифровая*. По физическим основам записи ее разделяют на три группы: *магнитная, оптическая и магнитооптическая*. Существенное значение имеет тип носителя, так как, например, для аналоговой и цифровой звукозаписи нужны магнитные ленты с совершенно разными характеристиками. Магнитная запись может осуществляться на лентах и дисках, оптическая производится только на дисках. Заметим, что запись в аналоговом формате может быть произведена только на магнитной ленте.

Важнейшим классифицирующим признаком систем звукозаписи является область их применения:

- *студийная аппаратура* и воспроизведения звуковых сигналов (аналоговые и цифровые магнитофоны, студийные магнитофоны со стерео- и многоканальной записью звука, многоканальные дисковые магнитные рекордеры, магнитооптические накопители, лазерные рекордеры и профессиональные проигрыватели оптических дисков различных систем);

Таблица 13.1

| Система записи | Вид записи | Диаметр носителя записи, мм | Дисковод | Емкость, Мбайт | Длительность звучания | Сжатие аудиоданных |
|---|---|---|---|---|---|---|
| CD-A | Только чтение | 120 | Плеер | 650 | 1 час | Нет |
| MP-3 | | | | 700 | 8 час | Есть |
| SACD | | | | 4700 | 74 мин | Нет |
| DVD-A | | | | | | Есть |
| CD-R | Однократная | | Аудио-рекордер | 700 | 80 мин | Нет |
| CD-RW | Многократная | | | | | |
| DVD-R | Однократная | | DVD Аудио-рекордер | 4700 | 74 мин | Нет |
| DVD-RW | Многократная | | | | | |
| MO | | | Рекордер МО | 2600 | 3,75 час | Нет |
| MO | | 80 | | 640 | 60 мин | |
| MD | | 64 | Рекордер MD | 230 | 74 мин | Есть |

Примечание. CD-A (Compact Disc Audio — компакт диск со стереофонической записью звука); MP-3 (диски со стереофонической записью звука и сжатием по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 3); SACD (Super Audio Compact Disc — компакт диск с записью звуковых сигналов в форматах 2/0 — обычное стерео- или 5,1); DVD-Audio (Digital Versatile Disc — мультимедийный цифровой диск с записью звука в форматах 2/0 или 5,1); CD-R (Compact Disc Recordable — записываемый компакт диск); CD-RW (Compact Disc Rewritable — перезаписываемый компакт диск); DVD-RW (Digital Versatile Disc Rewritable — перезаписываемый мультимедийный цифровой диск); MO (magnito-optical — магнитооптический диск); MD (mini-disc — мини-диск).

- *репортерская аппаратура* звукозаписи (катушечные и кассетные, аналоговые и цифровые стереомагнитофоны, мини-дисковые магнитооптические рекордеры);
- *бытовая аппаратура* записи и воспроизведения звука (бытовые плееры оптических дисков различных систем, стереомагнитофоны и кассетные магнитные плееры).

Отличие этих трех групп заключаются прежде всего в технических возможностях аппаратуры.

Подавляющее большинство систем записи основаны на оптических дисках, поэтому в табл. 13.1 приведены их основные характеристики.

Диски первых четырех систем записи (табл. 13.1) используют в студиях как готовые источники стереофонических музыкальных программ. Они записываются в цифровых звуковых студиях и массово тиражируются в заводских условиях. Профессиональные CD-плееры имеют магазин на 100 и более дисков и два выхода: цифровой и аналоговый. Поэтому компакт-диски часто используются в прямом радиовещании вместо виниловых грампластинок.

Архив аналоговых грампластинок и магнитных лент постепенно переводят на диски системы CD-R, которые специально предназначены для однократной архивной записи фонограмм. Запись на такой диск производится лазерным рекордером, встроенным в персональный компьютер. Эти диски могут храниться в фонотеке до 100...200 лет. Такое же назначение имеют диски DVD-R, только они позволяют производить стереозапись «цифрового суперзвука» (частота дискретизации ЗС составляет здесь 192 кГц, число разрядов кодового слова — 24).



Компакт-диски систем CD-RW, DVD-RW и магнитооптические диски типа МО широко используются при монтаже фонограмм, так как на них можно многократно производить запись и стирать. Запись дисков CD-RW производится таким же рекордером, как и запись дисков CD-R. Запись МО дисков производится в накопителе компьютера. Магнитооптические диски типа MD записываются и воспроизводятся на специальном рекордере.

Несмотря на значительные достижения в системах оптической звукозаписи, емкость цифровых магнитных ленточных и дисковых носителей значительно выше. Современные жесткие диски компьютеров имеют емкость до 40...60 Гбайт и до 160 Гбайт у дисков модели IDE Ultra-DMA. На таком диске может размещаться 100 мин записи 24 звуковых каналов при 24-разрядном кодировании с частотой дискретизации 48 кГц, и он может использоваться вместо многоканального цифрового магнитофона.

Аналоговые стереомагнитофоны широко используются в студиях и качество этих записей часто лучше, чем у цифровых магнитофонов и компакт-дисках. В студиях стереозапись производится и на кассетных цифровых магнитофонах. Студийные цифровые многоканальные магнитофоны обладают высокими техническими характеристиками, но крайне сложны как по устройству, так и в эксплуатации. Поэтому в студийной звукозаписи основным направлением развития является использование компьютерной техники как для монтажа фонограмм, так и для звукозаписи на основе оптических и магнитных дисковых рекордеров.

## 13.2. Аналоговая магнитная запись

### Физические основы записи

Магнитная запись основана на свойствах ферромагнитных материалов намагничиваться под действием внешнего магнитного поля и оставаться намагниченными после выхода из этого поля. Такое поле возникает при протекании тока звуковой частоты по обмотке катушки с сердечником из магнито-мягкого материала, который имеет зазор. В системах звукозаписи обычно используются замкнутые *кольцевые сердечники*, в которых вблизи зазора возникает внешнее *поле рассеивания*, намагничивающее движущийся НЗ. При этом изменения тока катушки превращаются в изменения остаточной намагниченности вдоль носителя. Остаточное магнитное поле, возникающее в результате записи ЗС, имеют целый ряд магнитных материалов, которые используются для изготовления рабочего слоя (РС) магнитных лент.

Внутреннее и внешнее магнитные поля катушки с сердечником могут создаваться суммарным током ЗС и высокочастотного (ВЧ) подмагничивания или током стирания.

Основные характеристик внутреннего поля сердечника, возникающего под действием переменного или постоянного тока в катушке, ниже обозначены нижним индексом «с».

Магнитный поток $\Phi_с$ (измеряется в веберах, Вб)

$$\Phi_с = Iw/R_{мс}, \quad (13.1)$$

где $I$ — ток в катушке (в амперах, А); $w$ — число витков катушки; $R_{мс}$ — полное магнитное сопротивление цепи сердечника, А/Вб,

$$R_{мс} = \sum_j R_{jс}; \quad (13.2)$$

$R_{jс}$ — магнитное сопротивление $j$-го участка магнитопровода.

Магнитопроводы магнитных головок по своей длине могут иметь различную площадь сечения $S_{jс}$, включать материалы с различной *относительной магнитной проницаемостью* $\mu_с$ и разные по величине зазоры, где $\mu_с = 1$, поэтому $R_{jс}$ определяется формулой

$$R_{jс} = L_{jс}/(\mu_0 \mu_{jс} S_{jс}), \quad (13.3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; $L_{jс}$ — длина $j$-го отрезка пути магнитопровода, где отличаются $S_{jс}$ или $\mu_{jс}$.

*Магнитная индукция* (измеряется в теслах, Т) на $j$-м участке магнитопровода

$$B_{jс} = \Phi_с/S_{jс}. \quad (13.4)$$

*Напряженность магнитного поля* (измеряется в А/м) на $j$-м участке магнитопровода

$$H_{jс} = B_{jс}/(\mu_0 \mu_{jс}). \quad (13.5)$$

*Абсолютная магнитная проницаемость* $\mu_{ac}$, Гн/м, является коэффициентом пропорциональности между $B$ и $H$ на любом участке магнитопровода:

$$\mu_{ac} = B_{jс}/H_{jс}. \quad (13.6)$$

У магнитных материалов, используемых для сердечников катушки, три наиболее важных параметра *относительная начальная магнитная проницаемость* $\mu_{нс}$, *индукция насыщения* $B_{sс}$ и *коэрцитивная сила* $H_{кс}$. Они определяют форму *петли гистерезиса* сердечника Чем больше $B$, тем большее значение тока допускается в катушке Коэрцитивная сила определяет минимальное значение тока, при котором он начинает перемагничивать сердечник.

Для изготовления сердечников применяют магнитные материалы, обладающие высокой начальной магнитной проницаемостью и малой коэрцитивной силой. Такие материалы имеют узкую петлю гистерезиса и, следовательно, малые потери на гистерезис.



Таблица 13.2

| Материал | Начальная магнитная проницаемость | Индукция насыщения, Т | Коэрцитивная сила, А/м |
|---|---|---|---|
| Пермаллой | 20000...100000 | 0,65...1,6 | 0,3...16 |
| Феррит | 2000...5000 | 0,3...0.4 | 1,5...2 |

В табл. 13.2 приведены эти данные для некоторых материалов, используемых для сердечников.

Приведенные общие формулы позволяют рассчитать напряженность магнитного поля в глубине зазора сердечника $H_0$:

$$H_0 = Iw/(\mu_0 R_{мс} S_0), \quad (13.7)$$

где $S_0$ — площадь сечения зазора. Заменяя в формуле (13.7) общее значение тока $I$ током ЗС $I_з$, током ВЧ подмагничивания $I_п$ или током стирания $I_с$, по этой формуле можно рассчитать напряженность соответствующего поля в зазоре.

Магнитное поле, возникающее под действием тока в катушке, сосредоточено в основном внутри сердечника, и только в местах расположения воздушных зазоров оно выходит наружу в виде внешнего поля рассеяния. Это поле имеет векторный характер, однако запись ЗС, подмагничивание и стирание осуществляются в основном горизонтальной составляющей напряженности поля $H_x$, действующей в направлении движения НЗ. Этим полем и осуществляется запись фонограммы.

## Магнитные ленты

Основными характеристиками рабочего слоя (РС) магнитной ленты являются кривая начальной намагниченности и предельная петля гистерезиса (рис. 13.1). Параметры магнитного поля сердечника и НЗ во многом совпадают, поэтому в их обозначениях не будет нижнего индекса «с». Предельная петля гистерезиса НЗ имеет четыре основные характеристики: коэрцитивная сила $H_к$, напряженность насыщения $H_s$, намагниченность насыщения $M_s$ и максимальная остаточная намагниченность $M_r$.

Под действием напряженности магнитного поля катушки $H_x$ носитель записи получает намагниченность

$$M = \rho H_x, \quad (13.8)$$

где $\rho$ — *магнитная восприимчивость ленты*,

$$\rho = \mu - 1, \quad (13.9)$$

Зависимость $M = \varphi(H_x)$ описывается семейством петель гистерезиса (см. рис. 13.1). В этом семействе кривая, проходящая через начало

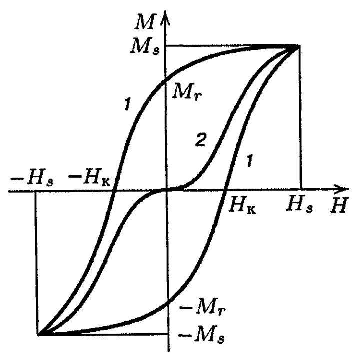



**Рис. 13.1.** Петля гистерезиса намагничивания: *1* — предельная петля; *2* — начальная кривая намагничивания

координат, называется *начальной кривой намагничивания*. Магнитная проницаемость РС $\mu$ максимальна лишь на коротком линейном участке этой кривой. Она сильно уменьшается при малых и больших значениях напряженности $H_x$. За цикл перемагничивания она меняется от $\mu_{нач}$ до $\mu_{max}$ в соответствии с формой кривой начального намагничивания. Коэффициент прямоугольности петли гистерезиса определяется отношением $K_п = M_r/M_s$.

Иногда на графике предельной петли гистерезиса по оси ординат откладывается магнитный поток $\Phi$ или магнитная индукция $B$. Поэтому запись на магнитной ленте может также характеризоваться остаточными максимальными значениями магнитного потока $\Phi_r$ или магнитной индукции $B_r$. Они приводятся в справочниках и связаны между собой равенствами:

$$B_r = \mu_0 M_r; \quad \Phi_r = \mu_0 M_r S_d, \tag{13.10}$$

где $S_d$ — площадь поперечного сечения РС магнитной ленты, через которую проходит магнитный поток поля катушки.

При записи в РС должен создаваться остаточный магнитный поток, который может быть рассчитан по формуле

$$\Phi_r = \mu_0 (M_r/M_s) M_ч b d K_V, \tag{13.11}$$

где $b$ — ширина дорожки записи; $d$ — толщина РС магнитной ленты; $M_ч$ — намагниченность частиц; $K_V$ — коэффициент объемного заполнения, показывающий, какую часть РС составляет магнитное вещество.

Из (13.11) видно, что увеличить остаточный магнитный поток можно увеличением коэффициента прямоугольности, намагниченности частиц $M_ч$ и коэффициента объемного заполнения.

*Магнитная лента* состоит из немагнитной подложки и магнитного лака с ферромагнитным порошком, образующих РС. Подложка для большинства лент изготавливается из лавсана (полиэтилентерефталат) толщиной от 4 до 100 мкм. Для изготовления покрытия ленты используются магнитные порошки, характеристики которых приведены в табл. 13.3.

В последнее время стали изготавливать двухслойные РС. Верхний слой — $CrO_2$, нижний — гамма диоксид железа. Это обеспечивает подъем амплитудно- частотной характеристики (АЧХ) фонограммы в области высоких частот. Наиболее совершенные ленты имеют еще очень тонкий, но весьма прочный верхний защитный слой.



Таблица 13.3

| Порошок | Формула порошка | Размеры частиц, мкм | Коэрцитивная сила, кА/м | Индукция насыщения, $T$ | Коэффициент прямоугольности | Намагниченность частиц, кА/м |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Гамма-оксид железа | $\gamma$-$Fe_2O_3$ | 0,2...0,5 | 24 | 0,5 | 0,5 | 400 |
| Кобальтированный гамма-оксид железа | $\gamma$-$Fe_2O_3$+Co | | 28...80 | 0,6 | | |
| Диоксид хрома | $CrO_2$ | 0,1...0,4 | 36...56 | 0,6 | 0,9 | 490 |
| Феррит бария | $BaFe_{12}O_{19}$ | 0,08 | 119 | 0,5 | | |
| Железо | Fe | 0,1...0,2 | 80 | 1 | 0,9 | 1400 |
| Сплавы с железом | Fe+металл | | 119 | 1 | | 2000 |

Толщина студийных лент бывает от 10 до 60 мкм, чаще всего она равна 55 мкм. Ленты для бытовых магнитофонов значительно тоньше — от 35 до 12 мкм. Ширина лент для моно- и стереофонической записи равна 6,25 мм. Для многоканальной записи применяют более широкую ленту: 8; 12,7; 25,4 и 50,8 мм.

**Характеристики рабочего слоя магнитных лент**

*Чувствительность.* Она характеризует отношение остаточного магнитного потока $\Phi_r$, получаемого при записи, к НЧ полю головки $H_=$, создаваемому током.

*Максимальная крутизна остаточного потока* при квазиидеальном намагничивании $\Psi_{max}$ позволяет рассчитать остаточный поток РС ленты при записи с оптимальным ВЧ подмагничиванием

$$\Phi_r = \Psi_{max} H_=. \tag{13.12}$$

Эта крутизна тем больше, чем больше коэффициент прямоугольности ленты. *Максимальный уровень записи* измеряют в нВб/м, поэтому он часто называется *удельным магнитным потоком* и определяется как

$$\Phi_{уд} = \Phi_{r\,max}/b. \tag{13.13}$$

Чем выше уровень записи, тем меньше относительный шум паузы, но больше нелинейные искажения. У нас в стране для студийной и репортерской стереофонической записи за максимальный принято значение 510 нВб/м на частоте 1 кГц. Для всех бытовых магнитофонов этот уровень равен 256 нВб/м на частоте 400 Гц. При этих уровнях записи нелинейные искажения обычно не превышают 3 %.

Для обеспечения необходимого динамического диапазона записи фонограммы ток записи ЗС должен быть на 20 дБ ниже тока, соответствующего максимальному уровню записи. У некоторых зарубежных магнитных лент допустимый уровень записи превышает 1000 нВб/м.

*Номинальная АЧХ остаточной намагниченности ленты $M_r$* (уровень записи) стандартизуется с целью обмена фонограммами. Стандарт определяет АЧХ остаточной намагниченности $N(M_r)$ по двум постоянным времени $\tau_1$ и $\tau_2$. Величина $\tau_1$ определяет подъем остаточной намагниченности РС ленты в области высоких частот, а $\tau_2$ — подъем в области

низких частот. Амплитудно-частотная характеристика остаточной намагниченности рассчитывается по формуле

$$N(M_r) = 10\lg[1 + 1/(\Omega^2\tau_2^2)] - 10\lg(1 + \Omega^2\tau_1^2), \qquad (13.14)$$

где $\Omega = 2\pi F$; $F$ — текущая частота звукового сигнала.

Значения постоянных времени зависят от выбора скорости записи и типа ленты:

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Скорость, см/с | 76,2 (38,1) | 19,05 | 9,53 | 4,76 |
| $\tau_1$, мкс | 35 | 50 | 90 | 120 |
| $\tau_2$, мкс | $\infty$ | 3180 | 3180 | 3180 |

По стандарту $\tau_2$ = 3180 нс, и эта постоянная определяет подъем остаточной намагниченности в области нижней граничной частоты примерно на 5 дБ со спадом к 50 Гц с крутизной 6 дБ/окт. Такой подъем АЧХ остаточной намагниченности ленты обеспечивает повышение отношения сигнал/шум (С/Ш) в области низких частот. Постоянные времени указываются на коробке ленты или кассете.

*Частотные искажения* существенно зависят от параметров РС ленты. Они тем меньше, чем больше ее коэрцитивная сила. При увеличении остаточной индукции из-за саморазмагничивания частотные искажения возрастают. Если петля гистерезиса приближается к прямоугольной, частотные искажения фонограммы при всех прочих равных условиях уменьшаются.

*Толщина рабочего слоя ленты.* Чем толще РС ленты, тем выше ее чувствительность, меньше нелинейные искажения и шум, но хуже АЧХ и больше проявляется копирэффект. Диапазон изменения толщины РС от 1 до 20 мкм.

*Шум магнитной ленты* прежде всего обусловлен неоднородностью частиц магнитного порошка и неравномерностью распределения их в РС магнитной ленты, поэтому называется он *структурным.* Чем меньше размеры частиц и выше их однородность, тем меньше уровень шума. Структурный шум имеет нормальное распределение и низкочастотный энергетический спектр.

Различают шумы намагниченной ленты (постоянным или переменным полем), размагниченной ленты и шум паузы. Уровень шума размагниченной студийной ленты равен 55...65 дБ. При ВЧ подмагничивании уровень шума возрастает на 3...10 дБ, и называется он тогда *шумом паузы.* Уровень шума ленты, намагниченной постоянным полем до насыщения, составляет 26...30 дБ.

Относительный уровень структурного шума зависит от ширины дорожки $b$, и из-за некогерентности этого шума при каждом уменьшении $b$ вдвое отношение сигнал-шум уменьшается на 3 дБ. На низких частотах отношение сигнал-шум при каждом уменьшении толщины РС вдвое также уменьшается на 3 дБ.

При записи из-за паразитной амплитудной и частотной модуляции возникает *модуляционный шум.* Спектр этого шума содержит боковые



Таблица 13.4

| Параметры магнитной ленты | Тип магнитной ленты | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Украина | | Kodak | | Scotch | |
| | 2 | 6 | 100 | 101 | 111 | 120 |
| Толщина РС, мкм | 16 | 16 | 10 | 18 | 10,5 | 19 |
| Остаточная намагниченность, кА/м | 64 | 64 | 77 | 77 | 69 | 73 |
| Намагниченность насыщения, кА/м | 115 | 115 | 101 | 101 | 101 | 105 |
| Коэрцитивная сила, кА/м | 24 | 17 | 21 | 21 | 20 | 19,5 |
| Остаточный магнитный поток, нВб | 8 | 8 | 6 | 11 | 5 | 2 |
| Коэффициент прямоугольности | 0,56 | 0,56 | 0,76 | 0,76 | 0,69 | 0,7 |
| Начальная магнитная проницаемость | 1,7 | 2,2 | 1,7 | 1,7 | 1,8 | 1,8 |
| Максимальная магнитная проницаемость | 2,8 | 3,4 | 3,5 | 3,5 | 3,3 | 3,3 |
| Максимальная крутизна магнитного потока, нВб/кА/м | 0,54 | 1 | 2 | 3,6 | 1,3 | 3,1 |

полосы, расположенные симметрично относительно частоты записываемого сигнала. Часто модуляционный шум частично маскируется записываемым сигналом. Этот шум пропорционален намагниченности ленты, поэтому его относительный уровень не зависит от уровня записи.

*Эффект саморазмагничивания* фонограммы заключается в возникновении поля внутри РС магнитной ленты после записи, которое направлено навстречу полю фонограммы. Это поле вызывает уменьшение остаточной намагниченности и отдачи ленты. Напряженность поля саморазмагничивания определяется равенством $H_{\approx} = \Lambda M_r$ и растет с увеличением $M_r$ и коэффициента размагничивания $\Lambda$,

$$\Lambda = 1/[1 + \lambda/(2d)],$$

где $\lambda$ — длина волны записи. Это значит, что саморазмагничивание увеличивается с уменьшением длины волны записи и увеличением толщины РС. При этом коэффициент размагничивания стремится к единице.

*Магнитные свойства лент* характеризуются коэрцитивной силой (20...80 кА/м), остаточным магнитным потоком насыщения (5...10 нВб), намагниченностью насыщения (90...120 кА/м) и относительной начальной магнитной проницаемостью (1,7...2,2)

В табл. 13 4 приведены характеристики некоторых студийных лент

В настоящее время наиболее качественные студийные магнитные ленты на катушках для аналоговой звукозаписи выпускает фирма EMTEC MAGNETICS GmbH, раньше она называлась BASF Magnetics. К ним относятся ленты Studio Master 900 maxima, SM 911 и SM 468 Они пригодны и для многоканальной записи Аналогичные по качеству магнитные ленты выпускает и фирма Quantegy Лента 456 Grand Master выпускается шириной 1/4–2″ Эта же фирма выпускает студийную ленту Quantegy 472 на кассете с продолжительностью записи 10, 20, 30, 45, 60 и 90 мин

В табл 13 5 приведены некоторые характеристики магнитных лент для бытовых кассетных магнитофонов.

Таблица 13.5

| Параметры магнитной ленты | Тип магнитной ленты в кассете | | | |
|---|---|---|---|---|
| | МЭК-1 | МЭК-2 | МЭК-3 | МЭК-4 |
| Толщина РС, мкм | 4 | 3,2 | 2,5 | 1,5 |
| Постоянная времени ленты, мкс | 120 | 90 | 70 | 35 |
| Материал РС | $\gamma$-$Fe_2O_3$ | $\gamma$-$Fe_2O_3$+Co | $CrO_2$ + $\gamma$-$Fe_2O_3$ | Fe |
| Коэрцитивная сила, кА/м | 25 | 40 | 60 | 80 |
| Индукция насыщения, Т | 0,5 | 0,6 | 0,6 | 0,5 |

Из-за существенного отличия свойств РС при применении разных лент в бытовых магнитофонах требуются изменять токи записи и подмагничивания, необходимо менять и частотную коррекцию. Поэтому некоторые магнитофоны рассчитаны только на определенный тип ленты, а в ряде магнитофонов производится автоматическая регулировка токов записи и подмагничивания в зависимости от типа ленты. В некоторых кассетах предусмотрены специальные вырезы, которые переключают режим работы магнитофона.

## Функциональная схема магнитофона

Функциональная схема студийного магнитофона приведена на рис. 13.2.

К основным функциональным узлам магнитофона относятся: головка записи ГЗ, головка воспроизведения ГВ, головка стирания ГС, лентопротяжный механизм ЛПМ, усилитель записи УЗ, усилитель воспроизведения УВ, два частотных корректора К и генератор высокочастотного (ВЧ) подмагничивания Г. В этой схеме магнитная лента своим РС касается всех трех головок и движется относительно их с постоянной скоростью. Сначала при помощи ГС осуществляется стирание старой фонограммы. Затем производится запись ЗС всегда с ВЧ подмагничиванием, поэтому на ГЗ подаются два сигнала — ток записи и ток подмагничивания. В результате записывается звуковая фонограмма. Под-

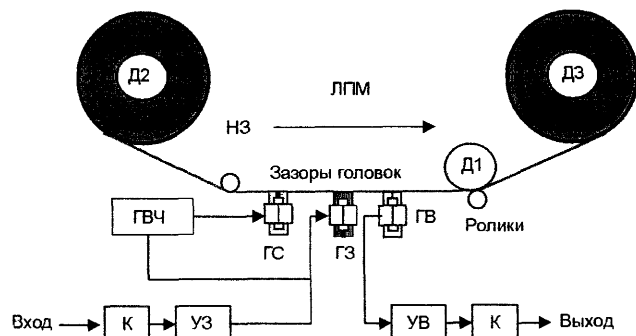



**Рис. 13.2.** Упрощенная функциональная схема профессионального катушечного магнитофона с тремя головками



магничивание увеличивает линейность, крутизну передаточной функции намагничивания ленты $M = \varphi(H_x)$ и остаточную намагниченность, что проявляется в существенном уменьшении нелинейных искажений и увеличении отдачи ленты при воспроизведении. Частота тока подмагничивания должна быть в 5...8 раз выше максимальной частоты ЗС. Обычно она выбирается в пределах 50...150 кГц. В профессиональных магнитофонах имеется возможность регулировать ток подмагничивания, что всегда выполняется при смене типа ленты.

Для надежного стирания старой записи необходимо, чтобы амплитуда тока стирания сначала медленно нарастала, а потом плавно снижалась. При этом обеспечивается последовательное размагничивание по всем частным циклам петли гистерезиса (см. рис. 13.1). Необходимо, чтобы максимальное значение тока стирания создавало *во всем магнитном слое* ленты напряженность поля больше, чем напряженность насыщения магнитной ленты. Плавность увеличения и уменьшения напряженности в каждой точке рабочего слоя ленты происходит благодаря ее непрерывному движению с относительно медленной скоростью.

В профессиональном магнитофоне с тремя головками воспроизведение можно производить в процессе записи. Магнитная фонограмма ленты при ее движении относительно зазора ГВ создает в ее сердечнике переменный магнитный поток. Благодаря этому в обмотке катушки ГВ индуцируется ЭДС звукового сигнала.

Линейная скорость записи $v_t$ в магнитофонах стандартизована. Для студийных магнитофонов она равна 76,2 или 38,1 см/с, для репортерских — 19,05 или 9,53 см/с, а для бытовых — 4,76 см/с. Со скоростью записи непосредственно связана важнейшая характеристика фонограммы — длина волны записи

$$\lambda = v_t/F. \tag{13.15}$$

Для верхней частоты звукового диапазона равной 20 кГц минимальная длина волны записи при изменении скорости записи от 76,2 до 4,76 см/с меняется от 38,2 до 2,4 мкм.

В последние годы одноканальные магнитофоны выпускаются очень ограниченно для специальных целей. Все студийные, репортерские и бытовые магнитофоны только стереофонические и они представляют собой конструкцию из двух одноканальных магнитофонов с головками в виде блока и одним ЛПМ. Студийные и репортерские стереомагнитофоны катушечные, в них используются магнитная лента шириной 6,25 мм и 4 скорости записи. Ширина ленты в бытовых кассетных магнитофонах 3,81 мм и одна скорость записи 4,76 см/с.

В настоящее время наиболее высококачественным студийным аналоговым катушечным магнитофоном является модель А-820 фирмы STUDER (Швейцария). При скорости записи 76,2 см/с она обеспечивает полосу частот звукового канала от 40 Гц до 28 кГц при уровне

1040 нВб/м и отношении сигнал-шум 75...78 дБ. Близкие характеристики имеют магнитофоны моделей MTR-15 фирмы OTARI (Япония) и BR-20 фирмы TASCAM.

В студиях используют и кассетные двухголовочные магнитофоны с магнитной пленкой Metal. В них обязательно применяются системы шумопонижения, которые и обеспечивают отношение сигнал-шум 68...78 дБ, К таким магнитофонам относятся 112mk II фирмы Tascam и PMD-502 фирмы MARANTZ. Лучшие репортерские катушечные магнитофоны до сих пор выпускает фирма NAGRA (Швейцария).

Студийные *многоканальные магнитофоны* предназначены для записи *первичной фонограммы*. При этом запись солистов, отдельных музыкальных инструментов или их групп выполняется в отдельных каналах, а затем режиссер сводит их в стереозапись. Такой магнитофон может иметь от 4 до 24 каналов записи-воспроизведения и он представляет собой множество синхронно работающих одноканальных магнитофонов с единым ЛПМ. Конструктивно все головки собираются в единый блок.

Для такой звукозаписи применяется лента шириной от 8 до 50,8 мм в зависимости от числа каналов и дорожек записи. При этом существуют весьма серьезные проблемы с уменьшением переходных помех между каналами и уровня шума. При сведении множества дорожек в одну фонограмму шумы отдельных дорожек суммируются энергетически и при таком суммировании сигналов дорожек каждая дорожка увеличивает шум выходного тракта на 3 дБ. При сведении, например, 24 сигналов уровень шума в выходном тракте увеличится на 72 дБ, что абсолютно неприемлемо для радиовещания.

Аналоговые многоканальные магнитофоны технически очень сложны и обладают невысокими техническими характеристиками. В последнее время они успешно вытесняются более надежными цифровыми многоканальными магнитофонами. При этом число каналов записи-воспроизведения может быть увеличено до 128.

Отличительной чертой бытовых магнитофонов является применение универсальной головки записи-воспроизведения и системы шумопонижения. В них часто используются магнитные ленты с очень тонким РС (в виде металлического покрытия) толщиной вплоть до 1 мкм.

## Конструкция и характеристики магнитных головок

**Конструкция магнитных головок**, предназначенных для записи, воспроизведения и стирания записи, примерно одинакова. Основой любой головки (рис. 13.3) является замкнутый кольцевой сердечник *5* с рабочим зазором (РЗ) *4* и обмотка *2*. Сердечник служит магнитопроводом для магнитного потока, поэтому для увеличения магнитного потока сердечники изготавливаются из металлических сплавов с высокой магнитной проницаемостью (см. табл. 13.2). Дополнительный зазор *3* предназначен для устранения насыщения сердечника при больших уровнях записываемого сигнала.



Все головки имеют в сердечнике рабочий зазор и полюсные наконечники *1*, у которых площадь сечения $S_0$ существенно меньше, чем в остальной части магнитопровода. Как следует из формул (13.4) и (13.5), это приводит к значительному повышению индукции и напряженности магнитного поля в рабочем зазоре (РЗ) головок записи и стирания и тем самым позволяет уменьшить токи записи, подмагничивания и стирания.

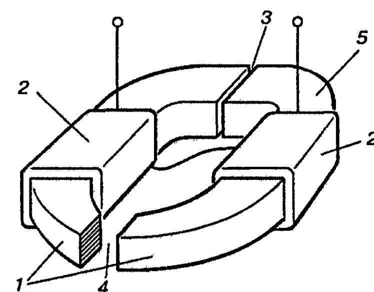


**Рис. 13.3.** Головка записи

**Головка записи.** Она обычно является токовым прибором, поэтому ее катушка имеет мало витков и малую индуктивность, чтобы не создавать частотных искажений при записи. У нее *два зазора*: *рабочий 4* и *дополнительный 3* (см. рис. 13.3). Дополнительный зазор (ДЗ) существенно больше РЗ и может быть от 200 до 300 мкм (на рисунке это не соблюдено). Он предохраняет сердечник от насыщения и уменьшает нелинейные искажения при записи.

Рабочий зазор головки записи шириной $2\delta$ зависит от класса магнитофона. У профессиональных магнитофонов он равен 10...20 мкм, у репортерских и полупрофессиональных магнитофонов 5...6 мкм, а у бытовых кассетных магнитофонов 3...1,5 мкм. Такой выбор ширины зазора связан с тем, что у этих магнитофонов разные скорости движения ленты: от 76,2 до 4,76 см/с, а верхняя частота не меняется и примерно равна 15...20 кГц. По этой причине минимальная длина волны записи $\lambda_{\min}$ уменьшается от 38,1 до 2,4 мкм и для ее записи на носителе необходимо выполнение неравенства

$$2\delta > \lambda_{\min}.$$

На выбор ширины РЗ оказывает серьезное влияние использование в этих магнитофонах лент с различной толщиной РС. Магнитное покрытие ленты для профессиональных магнитофонов имеет толщину 10...18 мкм, для репортерских 5...6 мкм, а для бытовых 3...1,5 мкм. Простейшие расчеты приводят к выводу, что ширина РЗ головки записи должна примерно равняться толщине магнитного покрытия ленты.

Эти расчеты базируются на предположениях: при ВЧ подмагничивании звуковой сигнал можно рассматривать как статический, размеры головки бесконечно велики по сравнению с РЗ шириной $2\delta$, магнитная проницаемость сердечника равна бесконечности, точнее, что выполняется неравенство $\mu_c \gg \mu$.

При этих условиях вектор напряженности внешнего поля головки записи в плоскости $x$, $y$ раскладывается на две составляющие: горизонтальную $H_x$ и вертикальную $H_y$ (рис. 13.4,а) В процессе записи основную роль играет горизонтальная составляющая, которая может

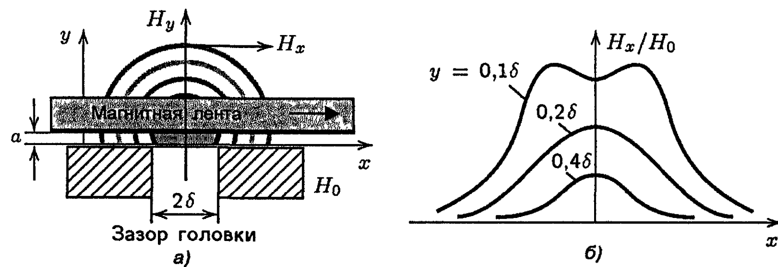



**Рис. 13.4.** Статическое магнитное поле головки записи вблизи рабочего зазора при отсутствии носителя: *а* — магнитные силовые линии; *б* — графики напряженности поля в зависимости от удаления от головки записи

быть записана в виде

$$H_x = (H_0/\pi)\,\text{arctg}[(x+\delta)/y] - \text{arctg}[(x-\delta)\delta/y], \qquad (13.16)$$

где $y$ — расстояние от головки записи до точки определения напряженности поля.

Из рис. 13.4,*а* видно, что поле ГЗ симметрично относительно оси, проходящей через центр зазора, и простирается на расстояние, превышающее его геометрическую ширину. С увеличением расстояния от зазора магнитные силовые линии поля принимают вид полуокружностей.

Еще больший интерес представляют кривые изменения модуля относительной напряженности $|H_x/H_0|$ поля вдоль направления движения ленты относительно зазора головки (рис. 13.4,*б*). Когда носитель почти касается ГЗ ($y = 0{,}25\delta$), кривая имеет двугорбый вид с максимумами на гранях зазора. Эти максимумы тем выше, чем меньше радиус закругления граней зазора. При удалении НЗ на расстояние, равное всего половине ширины зазора, кривая напряженности становится одногорбой с максимумом в центре зазора. При этом модуль относительной напряженности уменьшается примерно вдвое.

Из формулы (13.16) можно определить составляющую поля $H_x$ при $x = 0$ (в центре зазора) в зависимости от $y$:

$$H_x = (H_0/\pi)\,\text{arctg}(\delta/y). \qquad (13.17)$$

Если найти из этого выражения приближенно $y$, то получим упрощенную расчетную формулу для расчета глубины проникновения поля при заданном значении напряженности или для расчета ширины зазора при заданной относительной напряженности поля:

$$y = 2\delta[H_0/(3{,}5H_x)]^2. \qquad (13.18)$$

При записи глубина проникновения поля не должна превышать значения $y = d + a$, где $a$ — величина неконтакта между зазором и РС.

Из (13.18) следует, что при расстоянии от зазора $y = 2\delta$ напряженность поля записи уменьшается примерно в 3 раза по отношению



к полю в зазоре головки. Из (13.17) можно получить также приближенные равенства: $2\delta = (1...0{,}5)d$ или $d = (2...4)\delta$. Таким образом, ширина РЗ головки записи должна быть равна или немного меньше толщины РС слоя ленты.

*Ток ВЧ подмагничивания* $I_п$ при записи должен обеспечивать создание в РС ленты напряженность поля $H_{xп}$, примерно равное ее коэрцитивной силе $H_к$. Расчеты тока подмагничивания могут выполняться по приведенным выше формулам, где заменяются ток $I$ на ток $I_п$, а напряженность $H_x$ на $H_{xп}$. Для уменьшения нелинейных искажений обычно выбирают ток записи 0,1...1,5 мА, а ток подмагничивания должен быть примерно в 10 раз больше. При оптимальном подмагничивании ширина РЗ головки записи не оказывает существенного влияния на ее частотные искажения.

**Головка стирания** (ГС) не имеет ДЗ, а ширина РЗ равна 150... ...300 мкм. В соответствии с равенством (13.18) чем больше РЗ головки стирания, тем больше глубина проникновения поля. Это обеспечивает полное размагничивание старой фонограммы. Ток стирания должен создавать напряженность на расстоянии $y = d + a$ (наиболее удаленный край РС) больше напряженности насыщения ленты. Все расчеты ГС можно выполнять по приведенным выше формулам для ГЗ, заменяя ток $I$ на ток стирания $I_с$ и напряженность $H_x$ на $H_{xс}$.

**Головка воспроизведения** не имеет дополнительного зазора (ДЗ), а ее рабочий зазор выбирается исходя из скорости записи и верхней границы частотного диапазона $F_{max}$ независимо от толщины РС магнитной ленты:

$$2\delta < v_t/F_{max}. \qquad (13.19)$$

Обычно используются ГВ индукционного типа, поэтому ЭДС на ее обмотке пропорциональна производной магнитного потока РС ленты по времени:

$$E = -w(d\Phi/dt). \qquad (13.20)$$

Если на ленте фонограмма синусоидального сигнала, то воспроизводимый сигнал является по форме косинусоидальным:

$$E = -\Phi_r w\Omega A_г \cos(\Omega t), \qquad (13.21)$$

где $A_г$ — эффективность ГВ (конструктивный параметр),

$$A_г = 1/[1 + L_c S_0/(2\delta S_c)]; \qquad (13.22)$$

$L_c$ — общая длина средней силовой линии магнитопровода (обычно $L_c = 2\pi r$, где $r$ — радиус кольцевого сердечника), $S_c$ — площадь сечения магнитопровода. Из формулы (13.21) видно, что эффективность ГВ тем выше, чем меньше площадь полюсных наконечников в зазоре и больше ширина зазора

Для более точного расчета потерь в тракте воспроизведения в приведенные формулы следует подставлять *эффективное значение ширины зазора*: $2\delta_{эфф} = 1{,}1 \cdot 2\delta$. Особенно это касается расчета волновых потерь и максимальной частоты воспроизводимого диапазона.

Из формулы (13.21) следует, что амплитуда ЭДС пропорциональна частоте звукового сигнала и, следовательно, АЧХ идеализированной ГВ имеет вид прямой с наклоном +6 дБ на октаву ($N_{гв} = 20\lg(F/1000)$, дБ). Это справедливо до частот 2...3 кГц, дальше из-за неизбежных волновых потерь начинается спад АЧХ.

## Характеристики записи

Запись звука с ВЧ подмагничиванием часто называют *квазиидеальным намагничиванием*, так как при движении ленты нарастание и спадание напряженности поля подмагничивания $H_\sim$ и звукового поля $H_=$ происходят одновременно. С увеличением подмагничивания, как видно из рис. 13.5,*а*, кривые намагничивания линеаризуются, повышается их крутизна, и увеличивается остаточная намагниченность. Однако это имеет место, пока величина поля подмагничивания не превысит некоторого предела, за которым подмагничивание не играет положительной роли. Графики (рис. 13.5,*б*) показывают, что максимум остаточной намагниченности имеет место при некотором оптимальном значении подмагничивания $H_{\sim опт}$.

Запись звука с ВЧ подмагничиванием отличается тем, частицы РС магнитной ленты обладают ярко выраженными гистерезисными свойствами, поэтому эти частицы циклически многократно перемагничиваются. Когда суммарное магнитное поле $H_= + H_\sim$ уменьшается до *критического значения*, равного коэрцитивной силе частиц, происходит остаточное намагничивание (запись звукового сигнала). Так как магнитные частицы имеют разброс по коэрцитивной силе, запись происходит в некоторой области, называемой *критической зоной*.

Критическая зона располагается параллельно *«сбегающей» грани* ГЗ Это значит, что запись производится не в зазоре ГЗ, а вблизи ее задней грани Ширина критической зоны тем уже, чем более однородны частицы в РС по коэрцитивной силе Она расширяется с увеличением на-

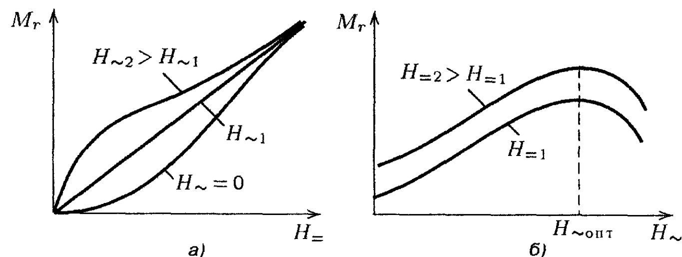



**Рис. 13.5.** Характеристики намагничивания (*а*) и высокочастотного подмагничивания (*б*)



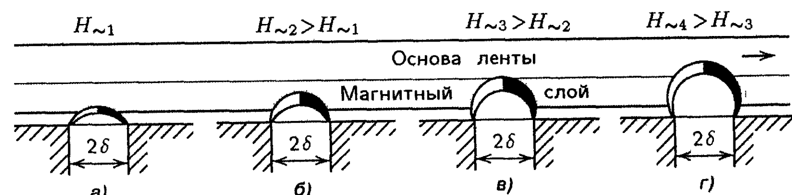



**Рис. 13.6.** Критические зоны (черный цвет) при разных значениях напряженности высокочастотного поля подмагничивания

пряженности $H_\sim$ глубоко в РС. От зазора ГЗ ширина критической зоны и разрешающая способность записи зависят мало. Это иллюстрируются графическими схемами на рис. 13.6. Подмагничивание оптимально, когда чувствительность магнитной ленты максимальна. Это достигается при $H_\sim \approx H_к$ для середины РС ленты ($y = d/2$). Величина $H_{\sim опт}$ очень сильно зависит от длины волны записи, поэтому оптимальный ток подмагничивания обычно устанавливают на частоте 400 или 1000 Гц. Этот ток тем больше, чем толще РС ленты и больше ее коэрцитивная сила. Максимум подмагничивания выражается тем острее, чем меньше толщина РС по отношению к ширине зазора ГЗ, однороднее частицы и короче длина волны записи. Оптимум подмагничивания по максимальной отдаче ленты не совпадает с минимумом шума и нелинейных искажений, поэтому принимаются компромиссные решения. Обычно ток подмагничивания устанавливают на 20 % больше оптимального.

Как показано на рис. 13.6,*в*, при оптимальном подмагничивании на относительно низких частотах критическая зона занимает всю толщину РС и в этом случае он используется полностью. При подмагничивании меньше оптимального критическая зона лишь частично проникает в РС, что приводит к уменьшению отдачи. При подмагничивании больше оптимального глубина проникновения поля подмагничивания существенно превышает толщину РС, поэтому протяженность критической зоны возрастает, уменьшается отдача и разрешающая способность записи, увеличивается спад амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) записи в области высоких частот

Поскольку напряженность поля подмагничивания по мере удаления от ГЗ уменьшается, подмагничивание не может быть оптимальным для всех слоев РС Особенно сильно это выражено при записи коротких волн В этом случае отдача максимальна, если подмагничивание выбрано оптимальным для ближайшего к ГЗ слоя Оно получается существенно меньше, чем при записи длинных волн. Это объясняется тем, что между намагниченностью различных слоев возникают значительные фазовые сдвиги, поэтому общая остаточная намагниченность существенно уменьшается Все это справедливо для магнитных лент с относительно толстым РС Для лент с металлическим покрытием 1 1,5 мкм оптимальное подмагничивание не зависит от частоты, но у этих лент малое отношение сигнал-шум

Зависимость оптимального подмагничивания от частоты вызывается также *угловыми потерями*, которые связаны с кривизной критической зоны На высоких частотах имеют место также *потери самостирания записи*, связанные с относительно длительным временем прохождения критической зоны

При записи неизбежно возникают частотные искажения и волновые потери Частотные искажения, например потери на вихревые токи в ГЗ на высоких частотах, не зависят от скорости записи Частотные искажения, которые зависят от длины волны записи, называются *волновыми потерями*

Неизбежный плохой контакт ленты с ГЗ в виде небольшого зазора $a$ приводит при записи к возникновению потерь *Коэффициент контактных потерь* вызывает спад на высоких частотах и рассчитывается по формуле

$$K_{a\,\text{зап}} = \exp(-8{,}7a/\lambda) \qquad (13\ 23)$$

Для уменьшения этих потерь требуется тщательная полировка зазора ГЗ и использование высококачественных магнитных лент

Конечные размеры критической зоны вызывают волновые потери на высоких частотах Однако при оптимальном подмагничивании они достаточно малы

## Характеристики воспроизведения

При воспроизведении фонограммы лента *1* движется в направлении по оси $x$ относительно зазора между полюсными наконечниками (рис 13 7) Между ГВ и лентой всегда остается некоторый паразитный зазор $a$ Часть остаточного магнитного потока ленты *3* ($\Phi_п$) замыкается через сердечник ГВ с высокой магнитной проницаемостью и наводит в ее обмотке ЭДС, пропорциональную величине звукового сигнала

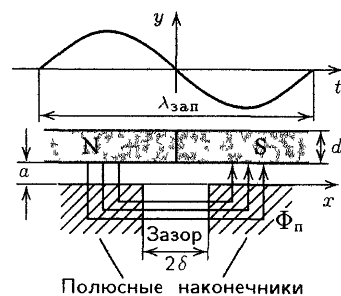



**Рис 13.7** К пояснению процесса воспроизведения магнитной фонограммы при помощи индукционной головки воспроизведения

Воспроизведение происходит в слабых магнитных полях, поэтому процесс воспроизведения можно считать линейным Если намагниченность РС вдоль координаты $x$ равна $M_r(x)$ и имеет синусоидальный характер с максимальным значением $M_r$ то поток в головке может быть рассчитан по интегралу Дюамеля

$$\Phi(x) \equiv \int_a^{a+d} \int_{-\delta}^{\delta} M_r(x) H_x(x,y)\, dx dy \qquad (13\ 24)$$

где $H_x(x,y)$ — функция чувствительности ГВ которая определяется формулой (13 17) Интегрируя по $x$ и по $y$ получим расчетную формулу для магнитного потока в ГВ в зависимости от остаточного магнитного потока ленты



$$\Phi(x) = \Phi_r \frac{\sin(2\pi\delta/\lambda)}{2\pi\delta/\lambda} e^{-2\pi a/\lambda} \frac{1 - e^{-2\pi d/\lambda}}{2\pi d/\lambda} \sin(2\pi x/\lambda) \qquad (13\ 25)$$

В этом выражении коэффициенты, учитывающие влияние конечной ширины зазора, неконтакта и конечной толщины РС, входят в виде отдельных сомножителей, определяющих волновые потери Поэтому формулу (13 25) можно представить в виде

$$\Phi(x) = \Phi_r K_\delta K_a K_d \sin(2\pi x/\lambda), \qquad (13\ 26)$$

где $K_\delta$ — коэффициент щелевых потерь, $K_a$ — коэффициент контактных потерь, $K_d$ — коэффициент слойных потерь

$$K_\delta = \frac{\sin(2\pi\delta/\lambda)}{2\pi\delta/\lambda}, \quad K_a = e^{-2\pi a/\lambda}, \quad K_d = \frac{1 - e^{-2\pi d/\lambda}}{2\pi d/\lambda} \qquad (13\ 27)$$

Все эти коэффициенты меньше или равны 1 При необходимости в этих формулах длину волны $\lambda$ можно заменить отношением $v_t/F$, чтобы в явном виде выявить зависимость этих потерь от скорости записи и круговой частоты $\Omega$ При расчете частотной коррекции удобнее потери выражать в децибелах Для этого достаточно взять логарифм каждого коэффициента и умножить его на 20

Дифференцируя выражение (13 26) по $x$ и переходя от текущей координате $x$ к текущему времени $t$, получим формулу для ЭДС на выходе индукционной ГВ

$$E = -\Phi_r w \Omega A_{\Gamma} K_\delta K_a K_d \cos(\Omega t), \qquad (13\ 28)$$

*Коэффициент щелевых потерь* $K_\delta$ определяется известной функцией называемой интегральным синусом На нулевой частоте сигнала этот коэффициент равен 1, при $\lambda = 2\delta$ он принимает первое нулевое значение ($K_\delta = 0$) Эта длина волны определяет частоту сигнала $F_0$ при которой коэффициент передачи тракта воспроизведения равен нулю На практике всегда должно выполняться неравенство $\lambda_{\min} < 2\delta$ Выполнение этого неравенства зависит от допустимых частотных искажений на верхней частоте Обычно *верхней граничной частотой воспроизведения* считается частота в 1 1 1,4 раза меньше $F_0$

*Коэффициент контактных потерь* $K_a$ определяется наличием неизбежного паразитного зазора $a$ между головкой и РС ленты Этот коэффициент зависит от отношения $a/\lambda$ поэтому контактные потери максимальны на высоких частотах Для уменьшения этих потерь желательно чтобы зазор из-за плохого контакта не превышал $0{,}1\lambda_{\min}$ В зависимости от качества магнитной ленты и ГВ он может быть от 1 до 0 1 мкм

*Коэффициент слойных потерь* $K_d$ определяется отношением $d/\lambda$ Потери растут с увеличением частоты и толщины РС ленты Особых

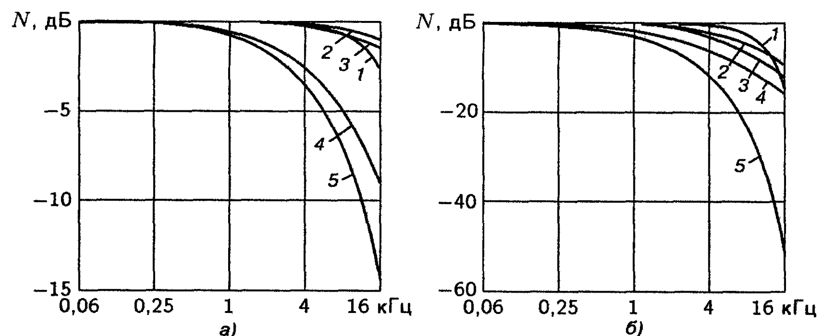



**Рис. 13.8.** Графики волновых потерь в магнитофонах: *а* — профессиональных; *б* — бытовых; *1* — потери щелевые; *2* — контактные; *3* — контактные при записи; *4* — слойные; *5* — суммарные

возможностей для уменьшения слойных потерь нет, так как $d$ определяется однозначно шириной зазора ГЗ, а $\lambda_{\min}$ однозначно определяется шириной зазора ГВ. Поэтому с этими потерями можно бороться только при помощи частотной коррекции. Физически возникновение слойных потерь на высоких частотах при воспроизведении объясняется наличием фазовых сдвигов между сигналами, воспроизведенных с разных слоев ленты. Чем больше толщина РС ленты, тем больше эти фазовые сдвиги.

Потери возникают также из-за конечных размеров ГВ, что приводит завалу АЧХ в области низких частот. Перекос рабочих зазоров ГЗ и ГВ приводит к заметному спаду АЧХ в области высоких частот, но это относится к конструктивным недостаткам головок и поэтому не имеет принципиального значения. Однако надо помнить, что перекос всего на $10'$ при $\lambda = 10$ мкм и ширине дорожки $b = 2{,}2$ мм приводит к уменьшению отдачи на 10 дБ.

На рис. 13.8 приведены графики основных волновых потерь при записи и воспроизведении для профессионального (*а*) и бытового (*б*) кассетных магнитофонов. На этих графиках по оси абсцисс отложена частота в кГц, а по оси ординат — уровень волновых потерь в дБ. Условия расчета: а) $v_t = 38{,}1$ см/с, $d = 10$ мкм, $2\delta = 10$ мкм; б) $v_t = 4{,}76$ см/с, $d = 3$ мкм, $2\delta = 2{,}5$ мкм. Как видно, в профессиональном магнитофоне щелевые и контактные потери при записи и воспроизведении не превышают −3 дБ. Основными потерями являются слойные, а общие потери достигают −15 дБ. В бытовом магнитофоне щелевые и контактные потери достигают −10 дБ, а слойные — −20 дБ. Общие потери составляют −50 дБ Поэтому для бытовых магнитофонов крайне важна частотная коррекция.

## Частотная коррекция

Частотная характеристика сквозного тракта магнитофона определяется амплитудно-частотными характеристиками его отдельных звеньев, частотными и волновыми потерями. Неравномерность сквозной АЧХ, которую обозначим $N_{\text{ск к}}$, не должна превышать 3 дБ или меньше. Это может быть достигнуто только при условии взаимной компенсацией АЧХ звеньев магнитофона. Так для компенсации частотных искажений, вносимых головкой воспроизведения, АЧХ усилителя воспроизведения (УВ) должна быть по форме близкой к обратной АЧХ этого звена. Частотная характеристика усилителя записи (УЗ) должна компенсировать волновые потери, возникающие прежде всего при записи. При компенсации частотных искажений важно учитывать АЧХ остаточной намагниченности используемой магнитной ленты и скорость записи.



В принципе компенсацию частотных искажений можно выполнить только в УВ или только в УЗ. Однако осуществление компенсации только в УЗ приводит к чрезмерному увеличению тока записи на высоких частотах, увеличению остаточной намагниченности выше допустимой и, как следствие, к увеличению нелинейных искажений.

Полная компенсация частотных искажений только в УВ существенно ухудшает отношение сигнал-шум. Поэтому частотную коррекцию обычно разумно распределяют между трактами записи и воспроизведения. Чтобы при коррекции существенно не возрастали нелинейные искажения, подъем АЧХ в УЗ не должен превышать 10...15 дБ.

Для расчета общей корректирующей АЧХ магнитофона $N_{\text{кор}}$ сначала рассчитывается его сквозная АЧХ без коррекции $N_{\text{ск}}$. АЧХ магнитофона с коррекцией $N_{\text{ск к}}$ очевидно равна сумме АЧХ: $N_{\text{ск к}} = N_{\text{кор}} + N_{\text{ск}}$, дБ.

При расчете АЧХ магнитофона без коррекции $N_{\text{ск}}$ суммируются несколько АЧХ: идеализированной ГВ $N_{\text{гв}}$, нормированной АЧХ остаточной намагниченности магнитной ленты $N(M_r)$ и кривой волновых потерь при записи и воспроизведении. К последним относятся контактные потери при записи $N_{a\,\text{зап}}$ и при воспроизведении $N_{a\,\text{воспр}}$, щелевые потери $N_\delta$ и слойные потери $N_d$. Они определяются по приведенным выше формулам с логарифмированием и умножением на 20 для получения результатов в дБ. Расчетные формулы для них имеют вид.

$$N_{\text{ск}} = N_{\text{гв}} + N(M_r) + N_{a\,\text{зап}} + N_a + N_d + N_\delta;$$
$$N_{\text{кор}} = -N_{\text{ск}}, \quad N_{\text{ск к}} = N_{\text{кор}} + N_{\text{ск}}. \tag{13.29}$$

На рис. 13.9 приведены графики АЧХ трактов профессионального и бытового магнитофонов без коррекции, АЧХ корректоров и сквозные АЧХ магнитофонов. Из рис 13.9 видно, что в обоих магнитофонах в области низких частот требуется максимальная коррекция 24 дБ с дальнейшим спадом АЧХ со скоростью −6 дБ/окт Такая коррекция всегда выполняется в усилителе воспроизведения УВ и она компенсирует АЧХ идеализированной ГВ

В области высоких частот в профессиональном магнитофоне необходима коррекция всего 8 дБ, что может быть выполнено как в УЗ,

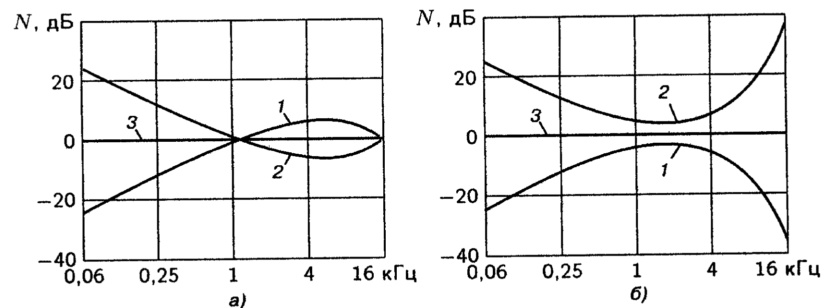



**Рис. 13.9.** Коррекция АЧХ магнитофонов: *а* — профессиональный; *б* — бытовой; *1* — АЧХ магнитофона без коррекции; *2* — АЧХ корректора; *3* — АЧХ магнитофона с коррекцией

так и в УВ. В бытовом магнитофоне в области высоких частот необходима коррекция до 45 дБ. Ее следует компромиссно распределить между УЗ и УВ. В любом случае такая большая коррекция приведет к ухудшению отношения сигнал-шум.

### Детонация и копирэффект

Паразитная частотная модуляция (ЧМ) воспроизводимого звука частотами в диапазоне 0,1...200 Гц называется *детонацией звука.* Она возникает из-за непостоянства скорости движения магнитной ленты при записи и воспроизведении и неидеального изготовления узлов ЛПМ.

Медленные колебания скорости с частотой до 3...4 Гц воспринимаются на слух как «плавание звука», более быстрые с частотой до 200 Гц прослушиваются как трель или дребезжание. Наиболее слышны эти искажения, когда модулирующие частоты находятся в пределах 3...6 Гц.

Величина детонации оценивается *коэффициентом детонации*, который равен глубине паразитной ЧМ с учетом субъективного восприятия. Часто он оценивается как относительное изменение скорости $K_д = \Delta v_t / v_t$ в процентах. Этот коэффициент детонаций для студийных магнитофонов не должен превышать значения ±0,04 %, а для репортерских ±0,1 %. В бытовых магнитофонах для различных групп сложности он может быть от ±0,1 до ±0,4 %.

Намотка ленты в рулон приводит к специфическим искажениям, называемым *копирэффектом* Сущность этого эффекта заключается в том, что в процессе длительного хранения ленты в рулоне сильно намагниченные ее участки намагничивают смежные участки, особенно, если там находятся паузы в звучании. Сигналы копии возникают как до основного сигнала («опережающее эхо»), так после него («запаздывающее эхо»)

Копирэффект зависит от намагниченности, времени хранения, длины волны записи, толщины РС и общей толщины и магнитных свойств ленты Он уменьшается при увеличении коэрцитивной силы и уменьшении остаточной индукции



## 13.3. Цифровой тракт аппаратуры записи-воспроизведения звука

### Функциональная схема тракта

Обобщенная функциональная схема цифрового тракта записи-воспроизведения, приведенная на рис. 13.10, в равной мере относится как к магнитной, так и к оптической аппаратуре цифровой записи звука с мультиплексированием звуковых каналов.

В этой схеме на выходах АЦП формируются цифровые звуковые выборки с частотой дискретизации $f_д$. Число АЦП равно числу звуковых каналов записи $N_k$. На входах АЦП *антиэлайзинговые фильтры нижних частот* (ФНЧ) ограничивают верхнюю границу спектра входного сигнала величиной $f_д/2$ в соответствии с требованиями теоремы Котельникова.

Оперативные запоминающие устройства (ОЗУ) на выходах АЦП предназначены для временно́го сжатия выходных цифровых потоков при мультиплексировании звуковых каналов. В ОЗУ запись данных производится с частотой дискретизации $f_д$, а считываются они с частотой, которая в $N_k$ раз выше. В ОЗУ на входах ЦАП восстанавливается исходная скорость цифрового потока.

В мультиплексоре (МП) формируется последовательность звуковых выборок из $N_k$ каналов в единый цифровой поток для записи его на одну дорожку. В демультиплексоре (ДМП) при воспроизведении после помехоустойчивого декодирования осуществляется восстановление исходного числа каналов.

Помехоустойчивое кодирование производится в кодере помехоустойчивого кодирования (КПК) для обеспечения возможности при воспроизведении обнаруживать и исправлять как одиночные ошибки, так и длинные выпадения сигнала или пакеты ошибок. Для этого при кодировании производится перемежение данных и вычисление проверочных символов.

При канальном кодировании (КК) осуществляется преобразование последовательности логических кодовых комбинаций в последовательность импульсов с дискретной модуляцией их длительности. Именно

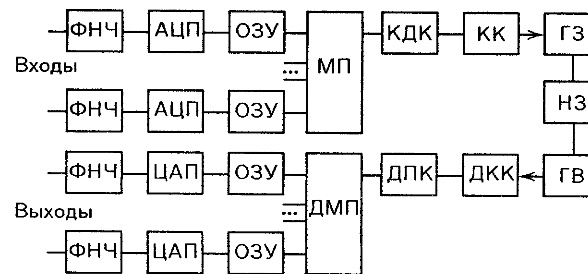



**Рис. 13.10.** Функциональная схема цифрового тракта записи и воспроизведения звука

поток этих импульсов записывается на носитель записи. При канальном декодировании (КД) при воспроизведении записи из модулированной последовательности импульсов воссоздается последовательность логических кодовых комбинаций.

При помехоустойчивом декодировании (ДПК) осуществляется деперемежение цифровых данных, обнаружение и исправление ошибок.

Приведенная функциональная схема имеет обобщенный характер и для конкретных цифровых устройств записи-воспроизведения она может несколько отличаться. Это зависит прежде всего от числа и типа используемых оптических или магнитных головок. Головки могут предназначаться только для записи или воспроизведения или быть универсальными. Запись и воспроизведение могут выполняться раздельно или одновременно. В лазерных рекордерах обычно используется одна универсальная головка. В магнитооптических и магнитных дисковых рекордерах запись производится сразу на двух сторонах диска, поэтому могут использоваться 2 или 4 головки. В ленточных цифровых магнитофонах с вращающимися головками их число может быть также 2 или 4. В магнитофонах системы DASH с фиксированными головками их число достигает 48. Все это влияет на построение оконечной части функциональной схемы.

Важно, что в зависимости от числа головок записи должна увеличиваться или уменьшаться скорость цифрового потока и линейная плотность записи цифровых данных на носитель.

## Общие характеристики тракта записи-воспроизведения

**Аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразования** (АЦП и ЦАП) при записи-воспроизведении звука обычно осуществляются с 16-разрядными кодовыми словами отсчетов ЗС с частотой дискретизации 44,1 или 48 кГц При этом максимальное отношение сигнал-шум воспроизводимого сигнала равно 98 дБ. В последние годы для повышения качества кодирования многие фирмы повысили частоту дискретизации до 96 и даже до 192 кГц, а число разрядов в кодовых словах отсчетов сигнала выборки увеличили до 20–24 Правда, это было достигнуто за счет использования в АЦП и ЦАП $\Delta\Sigma$-модуляции с передискретизацией от 8 до 128 крат.

**Информационная скорость** мультиплексированного цифрового потока при записи звуковых сигналов определяется равенством

$$v_{\text{и}} = N_k f_{\text{д}} q, \text{бит/с}, \qquad (13.30)$$

где $N_k$ — число каналов звука; $q$ — число разрядов в кодовых словах отсчетов ЗС. В современной высококачественной цифровой аппаратуре звукозаписи число каналов может быть от 2 до 24, частота дискретизации — от 44,1 до 96 кГц, а число разрядов — от 16 до 24 При этом величина $v_{\text{и}}$ меняется от 1,4 до 55,3 Мбит/с



**Скорость передачи цифровых данных.** При цифровой записи звука всегда производится помехоустойчивое кодирование, при котором вводятся проверочные данные. Поэтому скорость цифрового потока передачи данных $v_{\text{д}}$ возрастает на 25...50 %. Одновременно с музыкальной программой всегда записывается и дополнительная информация для потребителя (номер и название альбома, номер фрагмента, название музыкального произведения, фамилии композитора и исполнителей, текущее время и др.). Это тоже увеличивает скорость цифрового потока на 5...10 %. В результате общий коэффициент избыточности кода $R$ может быть от 1,4 до 1,6. Во столько же раз возрастает и скорость передачи цифрового потока данных ($v_{\text{д}} = R v_{\text{и}}$).

При непрерывной звукозаписи двумя и более *фиксированными головками* скорость цифрового потока данных должна уменьшаться в соответствующее число раз. При записи двумя *вращающимися* головками они крепятся на барабане под углом 180° и угол охвата магнитной лентой барабана в этом случае равен 90°. Поэтому каждая головка записи контактирует с магнитной лентой лишь одну четвертую часть времени полного оборота барабана. Это значит, что запись производится лишь в течение половины оборота барабана. Чтобы не было потерь информации, при записи приходится увеличивать скорость цифрового потока более, чем в 2 раза (обычно в 3 раза). Более детально к этому вопросу придется вернуться при описании цифровых магнитофонов с вращающими головками записи.

Для расчетов удобно ввести понятие *трансформированной скорости* цифрового потока данных $v_{\text{тр}} = v_{\text{д}} K_{\text{тр}}$. Коэффициент трансформации $K_{\text{тр}}$ может быть равен 1, меньше или больше единицы в несколько раз. Именно трансформированной скоростью $v_{\text{тр}}$ определяется физическая плотность записи данных на носителе.

**Компрессирование звуковых данных.** В цифровой звукозаписи для понижения скорости цифрового потока используются два вида компрессирования: с потерями (Lossy Compressed) и без потерь (Lossless compressed Line PCM — линейная импульсно-кодовая модуляция с компрессированием без потерь). Компрессирование звука с потерями используется только для бытовых целей, например, в системе Интернет для передачи музыкальных программ, при записи оптических дисков системы МР-3 и для записи звукового сопровождения кинофильмов на дисках системы DVD-V (Digital Versatile Disc Video — цифровой мультимедийный диск с записью видеопрограммы). Для этих целей разработано множество систем компрессирования, которые основываются на использовании особенностей слуха человека, такие как Musicam, DTS, AC-3 и другие. В этих системах звуковая информация, которую человек не воспринимает на слух, в тракт записи не передается. Благодаря такой компрессии скорость цифрового потока понижается от 4 до 10 раз.

В системах компрессирования без потерь используются идеи из компьютерной техники по архивации цифровых данных. Эти системы значи-

тельно менее эффективны, благодаря им удается снизить скорость цифрового потока при звукозаписи всего на 30...50 %. Такое компрессирование пока используется только в системах звукозаписи DVD-A (Digital Versatile Disc Audio — цифровой мультимедийный диск с записью звуковой программы).

**Плотность записи.** Это понятие относится именно к общим данным, которые включают всю информацию (звуковую, проверочные символы и дополнительные данные пользователя). Линейная плотность записи цифровых данных $D$, бит/мм, определяется формулой

$$D = v_{\text{д}} K_D / v_t, \tag{13.31}$$

где $K_D$ — коэффициент плотности канального кода. В зависимости от способа канального кодирования коэффициент $K_D$ может быть от 0,5 до 2.

При канальном кодировании (цифровая модуляция) тактовая частота $f_{\text{тк}}$ превышает скорость $v_{\text{д}}$ в 1,2...3 раза. Чем больше тактовая частота, тем меньше может быть верхняя граница записываемого спектра частот. Обычно в соответствии с теоремой Котельникова эта граница не превышает половины тактовой частоты.

**Максимальная частота спектра записываемого сигнала** $f_{\max}$ может быть выражена через тактовую частоту канального кода:

$$f_{\max} = f_{\text{тк}}/2. \tag{13.32}$$

Пользуясь этой формулой, можно определить необходимую полосу частот цифрового тракта магнитофона при заданной скорости цифрового потока и рассчитать требуемую ширину зазора магнитной головки.

**Информационная емкость носителя записи** $Q$ и время записи $T_{\text{зап}}$ связаны между собой равенством

$$Q = v_{\text{и}} T_{\text{зап}}. \tag{13.33}$$

При помехоустойчивом кодировании для выполнения логических и математических операций выборки отсчетов ЗС (их часто называют словами) разделяются на группы, каждая по 4–16 бит, которые называются *информационными символами*. Для вычисления проверочных символов информационные символы данных объединяются *в блоки*, и такое кодирование называется *блоковым*.

К носителю цифровой записи не предъявляются жесткие требования к отношению сигнал-шум. Надежное воспроизведение осуществляется уже при отношении сигнал-шум равным 20 дБ. Импульсы канального кода при воспроизведении обычно формируются при помощи усилителя-ограничителя или компаратора. Они образуют прямоугольные импульсы в моменты перехода воспроизводимого сигнала через нулевую ось времени. При этом шум НЗ с амплитудным распределением близким к закону Гаусса превращается во временны́е колебания фронтов импульсов канального кода — *джиттер*.



**Шум носителя записи**, проявляющийся в виде *джиттера*, вызывает *кодовые ошибки* при воспроизведении кодированной импульсной последовательности в канальном коде. Вероятность кодовых ошибок, вызываемых джиттером, очень сильно зависит от используемого канального кода. Из рис. 13.11 видно, что уже при отношении сигнал-шум немного больше 12 дБ вероятность появления ошибочных бит $W_{\text{бит}} = 10^{-6}$.

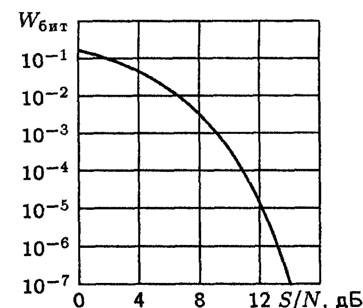



**Рис. 13.11.** Зависимость вероятности ошибки на бит от отношения S/N

После декодирования и исправления ошибок ошибочными могут быть отдельные биты, символы, слова и блоки. В общем случае они называются кодовыми ошибками. Для оценки качества цифровой записи используются коэффициенты, определяющие относительную частоту кодовых ошибок: BER — вероятность ошибки на бит (bit error rate, SER — вероятность ошибки на символ (simbol error rate), BLER — вероятность ошибки на блок (block error rate), WER — вероятность ошибки на слово (word error rate). Эти параметры ошибок нормируются. Так, для компакт-дисков допускается BLER = 0,02. Это значит, что должно быть не более 2 % ошибочных блоков. Этот коэффициент у качественных дисков равен 0,0003, у поцарапанных — 0,005. Качество НЗ обычно оценивается при помощи BER на тестовых испытательных сигналах в выбранном канальном коде.

**Кодовые ошибки** могут быть одиночными, групповыми или в виде длинных выпадений. Выпадения дополнительно характеризуются средней продолжительностью и средним временем между выпадениями.

**Технические характеристики** цифровой аппаратуры записи по звуковому выходу определяются ее цифровым трактом. Они примерно одинаковы для всех устройств записи:

Частотный диапазон 20...20000 Гц с неравномерностью АЧХ ...0,2...1 дБ
Максимальный динамический диапазон ........................96...120
Максимальное отношение сигнал/шум ........................87...118 дБ
Нелинейные искажения ..........................................0,002...0,007
Разделение между каналами .....................................более 90 дБ
Длительность записи ............................................от 60 мин до 10 ч

## Канальное кодирование

Основным назначением канального кода является преобразование спектра кодовой последовательности таким образом, чтобы он согласовывался с полосой пропускания сквозного тракта аппаратуры записи. При таком кодировании обычно ограничивается спектр сигнала в области низких и верхних частот. Необходимость такого преобразования вызвана тем, что после помехоустойчивого кодирования последовательности логических 1 и 0 ничем не ограничены, спектр такого сигнала может

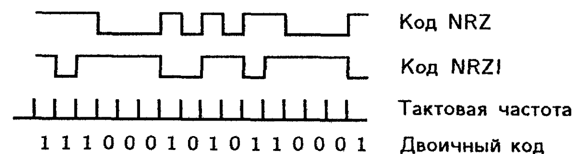



**Рис. 13.12.** Канальные коды NRZ и NRZI

простираться от 0 до тактовой частоты и поэтому не может пропускаться трактом записи-воспроизведения без сильных искажений.

Канальные коды разбиваются на две группы: *непрерывные и групповые.* Непрерывные коды не имеют избыточности, и их кодирование выполняется с помощью выполнения логических операций. В настоящее время широко используется только код NRZI. Это модифицированный код NRZ (Non Return to Zero — без возвращения к нулю). В коде NRZI изменение уровня импульсов происходит при каждой 1 (рис. 13.12). Этот код используется как внутренний схемотехнический код цифровой аппаратуры и как составная часть групповых канальных кодов.

**При групповом канальном кодировании** последовательность кодовых комбинаций из 1 и 0 заменяется последовательностью *двухуровневых импульсов.* Длительность этих импульсов и интервалов между ними меняются дискретно от минимального до максимального значений с заданным интервалом дискретности. Преобразование спектра достигается путем преднамеренного ограничения минимальной и максимальной длительности импульсов и интервалов между ними минимальным $g+1$ и максимальным $k+1$ числом последовательных единиц или нулей. Поэтому $g$ и $k$ называют параметрами канального кода.

При канальном кодировании непрерывный поток данных разбивается на группы по $m$ информационных бит. Затем их число в группе увеличивается до $n$, и такие символы и биты называются канальными. Групповой канальный код обозначается как $(g,k,m,n)$ или $(g,k)$, а еще чаще $m/n$. В результате образуется последовательность канальных бит со скоростью цифрового потока в $n/m$ раз выше и избыточностью

$$R_к = (n-m)/m. \tag{13.34}$$

Исходные $m$ информационных бит образуют алфавит кода, число кодовых комбинаций в котором определяется равенством

$$N(m) = 2^m. \tag{13.35}$$

Так как $n > m$, за счет избыточности объем алфавита в канальном коде возрастает до

$$N(n) = 2^n. \tag{13.36}$$

В цифровой аппаратуре записи звука обычно $m = 8$ байт, тогда $N(m) = 256$, значения $n$ могут быть от 10 до 16. Поэтому алфавит канального кода может быть огромным до 32768 слов. Из этого ал-



фавита выбираются только $N(m)$ кодовых комбинаций, которые удовлетворяют требованиям по значениям $g$ и $k$, а остальные принимаются как запрещенные. Избыточность кода позволяет обнаруживать ошибочные канальные символы при декодировании.

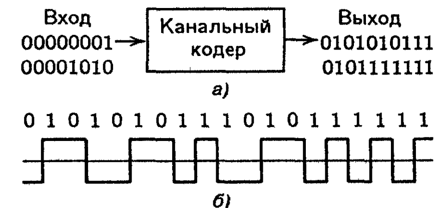



**Рис. 13.13.** Канальный кодер 8/10 (*а*) и код 8/10 в формате NRZI (*б*)

Коды $(g,k)$ задаются в виде таблиц. В качестве примера приводим фрагмент таблицы для канального кода 8/10 (0,3,8,10), используемого в цифровых магнитофонах:

| Символ данных | Канальный символ |
|---|---|
| 00000000 | 0101010101 |
| 00000001 | 0101010111 |
| 00001011 | 0101111111 |

Далее логическая последовательность канальных бит преобразуется в последовательность интервалов времени при помощи канального кода NRZI (рис. 13.13).

Во всех групповых канальных кодах существует проблема обеспечения выполнения требований в отношении параметров $g$ и $k$ на стыках канальных символов. Всегда возможно, что один канальный символ закончится самой длинной, но допустимой последовательностью нулей, а следующий с нее начнется и тогда общая их длина превысит допустимую. В различных кодах эта проблема решается по-разному.

В табл. 13.6 приведены основные характеристики группового канального кода и расчетные формулы.

Период $T_к$ соответствует одному канальному биту, поэтому максимальная и минимальная длительности временны́х интервалов часто задаются числом канальных бит. Путем изменения $g$, $k$, $m$ и $n$ спектр канального кода можно менять в широких пределах. Если $g$ стремится к нулю, то верхняя граница спектра расширяется до $f_{\max} = 1/2T_к$. Если $k$ стремится к бесконечности, то нижняя граница спектра приближа-

Таблица 13.6

| Характеристики канального кода | Формулы |
|---|---|
| Период тактовой частоты на входе канального кодера | $T^* = 1/v^*$ |
| Период тактовой частоты канального кода | $T_k = mT^*/n$ |
| Минимальная длительность временно́го интервала | $T_{\min} = (g+1)T_к$ |
| Максимальная длительность временно́го интервала | $T_{\max} = (k+1)T_к$ |
| Максимальная частота спектра | $f_{\max} = 1/2T_{\min}$ |
| Минимальная частота спектра | $f_{\min} = 1/2T_{\max}$ |
| Коэффициент самосинхронизации | $\theta = T_{\max}/T_{\min}$ |
| Окно детектирования | $T_w = T_к$ |
| Коэффициент продольной плотности записи | $K_D = m(g+1)/n$ |
| Вероятность необнаружения ошибок | $p_н = 2^{-(n-m)}$ |

ется к нулю. Возможности формирования спектра ограничены условием, что код должен быть самосихронизирующимся.

*Самосинхронизация* — это возможность выделения из воспроизведенного сигнала тактовой частоты канального кода $f_{\text{тк}}$. Код считается самосинхронизирующимся, если $\theta$ находится в пределах от 2 до 4.

*Окно детектирования* — это минимальный временно́й интервал, на который отличается один кодовый интервал от другого. Этот параметр определяет возможность декодирования кода в условиях действия джиттера. Декодирование возможно без ошибки пока амплитуда джиттера не превышает окна детектирования. Чем шире окно детектирования, тем больше помехозащищенность, но меньше плотность записи.

*Коэффициент плотности* записи данных определяет, во сколько раз увеличивается плотность записи данных при использовании канального кодирования. Пока для самых оптимальных канальных кодов плотность повышается не более чем в 2 раза.

Важной характеристикой канального кода является его *цифровая сумма* DSV (Digital Sum Value). Она характеризует постоянную составляющую спектра и рассчитывается как текущая сумма последовательности временны́х интервалов в коде NRZI в предположении, что высокий уровень $+1$, а низкий $-1$. Считается, что постоянной составляющей нет, если эта сумма не превышает $\pm 7$.

*Размножение ошибок* является серьезной отрицательной стороной канального кодирования. Оно происходит из-за того, что если в кодовом символе ошибочен хотя бы один бит, ошибочным считается весь символ.

При воспроизведении канального кода выделяется его тактовая частота $f_{\text{тк}}$ и формируется кодированная импульсная последовательность по моментам перехода воспроизведенного сигнала через нулевую ось времени. Эта операция производится с использованием синхронизации канальной тактовой частотой так, что всегда фронты воспроизводимых импульсов совпадают с фронтами импульсов тактовой последовательности. Такое формирование происходит без ошибок, пока амплитуда джиттера переднего или заднего фронтов импульса не превышает половины окна детектирования. Если это условие не выполняется, то возникают кодовые ошибки (рис. 13.14).

*Декодирование канального кода*, т.е. восстановление двоичных кодовых комбинаций в виде байт, осуществляется при помощи ПЗУ (постоянное запоминающее устройство), в котором записаны все 256 разрешенных комбинаций из $n$ канальных бит и соответствующие им комбинации из 8 бит данных Входная кодовая комбинация сравнивается со всеми разрешенными и если находит ее, на выходе декодера выдается соответствующая ей кодовая комбинация из 8 бит данных.

Если ошибка приводит к разрешенной кодовой комбинации, то при декодировании канального кода она не обнаруживается. Если ошибка приводит к запрещенной кодовой комбинации, то она обнаруживается с вероятностью 1 В этом случае ошибочный канальный символ



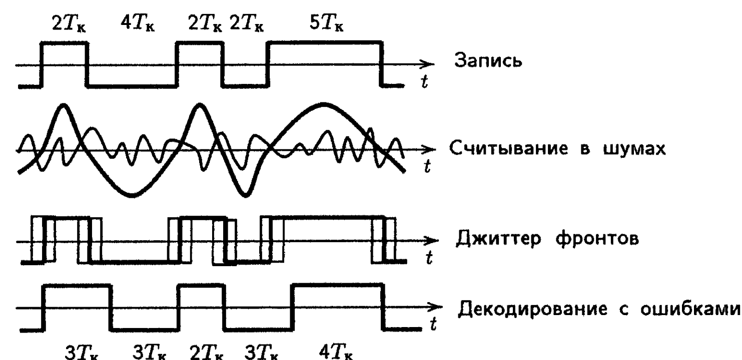



**Рис. 13.14.** Возникновение кодовых ошибок при демодуляции канального кода в условиях действия шумов (джиттер)

«стирается» — ему придается флаг (индекс) ошибки. *Стирание* — это ошибочный символ с известным локатором, который определяет местоположение символа в блоке данных, фактически это порядковый номер символа. Стирание исправляется при помехоустойчивом декодировании.

## Помехоустойчивое кодирование

**Принцип помехоустойчивого кодирования.** Коды для обнаружения и исправления ошибок бывают двоичные и недвоичные, блоковые и сверточные, алгебраические и табличные. Основой двоичного кода является бит, а для недвоичного кода основой является символ длиной $m$ бит (4, 8 или 16 бит). Для цифровой звукозаписи используются только недвоичные коды, более сложные, но обладающие большей обнаруживающей и исправляющей способностью. В этом коде символ может принимать не 2, а $2^m$ значений, и поле содержит $2^m - 1$ кодовых элементов. Эти кодовые значения образуют конечное поле, которое называется полем Галуа и обозначается GF($2^8$). Элементы поля задаются при помощи степенного полинома $(X)$ с максимальной степенью $m$, который называется порождающим многочленом. Элементы поля Галуа в степенной форме образуются путем последовательного увеличения степени $\beta$ примитивного элемента от 0 до $2^m - 1$. Примитивный элемент $\alpha^\beta$ является корнем порождающего многочлена.

Для каждого поля GF($2^m$) поля определены свои математические правила сложения, умножения и деления. Умножение полиномов в степенной форме производится по модулю порождающего полинома. Элементы поля могут быть представлены в двоичной форме, в виде степенного полинома или в показательной форме. Это связано с тем, что некоторые математические операции проще выполнять в двоичном коде, например операции сложения и умножения удобнее иногда производить в показательной или степенной формах.

В качестве примера рассмотрим наиболее распространенное поле $G(2^8)$ с порождающим полиномом $F(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ и примитивным элементом $\alpha^0 = x$ (00000001). Первые 10 элементов поля в показательной форме: 0, $\alpha^0$, $\alpha^1$, $\alpha^2$, $\alpha^3$, $\alpha^4$, $\alpha^5$, $\alpha^6$, $\alpha^7$, $\alpha^8$. Эти же элементы в форме степенного полинома: 0, 1, $x$, $x^2$, $x^3$, $x^4$, $x^5$, $x^6$, $x^7$, $x^4 + x^3 + x^2 + 1$. Последний в этом ряду полином является результатом умножения полинома $x^7$ на $\alpha^0 = x$ по модулю порождающего полнома (он равен остатку этого полинома). При переходе к двоичной форме получим: 0, 1, 10, 100, 1000, 10000, 100000, 1000000, 10000000, 11101.

При помехоустойчивом кодировании символы данных объединяются в блоки длиной $h$ символов, из которых $v$ информационных и $p$ проверочных символов. Такой код называется блоковым и обозначается $(h, v)$. Символы блока образуют кодовое слово (многочлен) длины $h$, каждый символ блока имеет свой порядковый номер (локатор). Над кодовыми словами могут производиться все математические операции по правилам действий с многочленами в поле Галуа.

Под помехоустойчивым кодированием понимается определение значений проверочных символов. Для этого составляется и решается система уравнений с $p$ неизвестными по заданному математическому алгоритму, в котором участвуют все символы одного блока. Реализуется это все при помощи специализированного скоростного процессора. Большинство известных кодов в состоянии исправить не больше $p/2$ ошибочных символов в блоке или $p$ стираний.

При декодировании помехоустойчивого кода необходимо обнаружить ошибочный блок, определить местоположение ошибочных символов в блоке и исправить их. Хотя число исправляемых символов вдвое меньше числа проверочных, все равно необходимо составить и решить систему с $p$ неизвестными, так как неизвестны не только значения ошибочных символов, но и их локаторы. Термин «локатор» определяет положение ошибочного символа в блоке. Математически это очень сложная задача. Чем больше проверочных символов, тем сложнее она решается. Если в блоке число ошибочных символов больше, чем их можно исправить, то все символы блока стираются. Впоследствии стирания можно исправить в других ступенях декодирования.

**Код Рида–Соломона.** Этот код предназначен для обнаружения и исправления ошибок. Он наиболее широко используется при цифровой записи звука, но только в виде каскадного с несколькими ступенями кодирования или в сочетании с другими кодами Код Рида–Соломона (РС) может исправить в блоке любые сочетания стертых и ошибочных символов в соответствии с равенством

$$2\sigma + \xi = p, \tag{13.37}$$

где $\sigma$ — число ошибочных символов в блоке; $\xi$ — число стертых символов в блоке При $p = 4$ он может исправить четыре стирания или две ошибки, а также любые комбинации стираний и ошибок, которые удовлетворяют равенству (13.37)



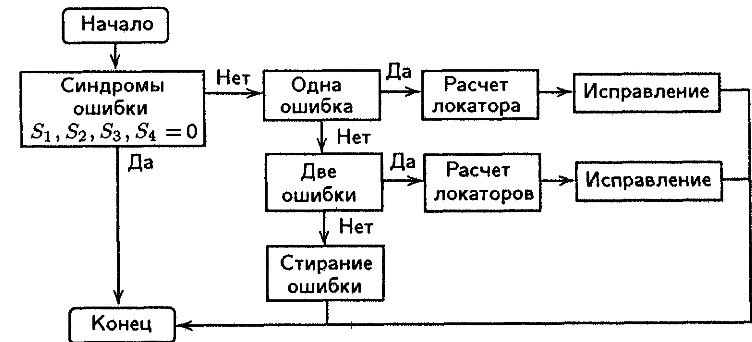



**Рис. 13.15.** Простейший алгоритм декодирования кода Рида–Соломона

**Код алгебраический**. Это значит, что все математические операции при кодировании и декодировании выполняются по формулам, которые получены заранее путем решения систем алгебраических уравнений.

Поле кода задается при помощи порождающего многочлена и примитивного элемента. Кодирование и декодирование осуществляются по проверочной матрице из $h$ столбцов и $p$ строк длиной $h$ с элементами в матрице в показательной форме $\alpha^j$. Кодирование и декодирование этого кода производится при помощи *полусиндромов* и *синдромов*. Полусиндромом называется произведение кодового слова $U_i$ длины $v$ на кодовое слово $j$ строки матрицы также длины $v$:

$$S''(j) = \sum_{i=p}^{h-1} (\alpha^j)^i U_i. \tag{13.38}$$

Число полусиндромов равно числу строк проверочной матрицы, и в них отсутствуют проверочные символы. Проверочные символы рассчитываются с помощью этих полусиндромов по формулам в матричной форме.

**Декодирование** осуществляется при помощи синдромов, которые отличаются только тем, что нижний предел суммирования $i = 0$. Это значит, что при вычислении синдромов участвуют и проверочные символы, поэтому часто их называют *синдромами ошибок*. Они используются на всех этапах декодирования.

Если все синдромы ошибок равны нулю, значит в блоке ошибок нет. Определение числа ошибочных символов в блоке, их локаторов, исправление ошибок и стираний производится по алгебраическим формулам при помощи синдромов ошибок (рис. 13.15). Это возможно, если число проверочных символов не более 4, когда решаются уравнения 2-й степени. С увеличением числа проверочных символов растет число исправляемых ошибок, но алгоритм декодирования и техническая сложность декодера многократно увеличиваются.

Важно отметить, что высокая исправляющая способность кода РС реализуется лишь при относительно «хороших» каналах, когда BLER

на входе декодера не превышает $3 \cdot 10^{-2}$. В «плохих» каналах исправляющая способность этого кода резко ухудшается, и использовать его нельзя.

Код определяет лишь потенциальную исправляющую способность декодера, реальная исправляющая способность определяется стратегией декодирования. Таких стратегий для каждого кода может быть много.

**Перемежение символов.** Даже самые мощные коды не в состоянии исправить более 2–4 ошибочных символов в блоке. В тоже время кодовые ошибки часто бывают в виде выпадений или длинных пакетов, когда подряд могут быть ошибочными сотни тысячи символов подряд. *Перемежение* — это способ преобразования выпадений и пакетов ошибочных символов в двух-четырехкратные ошибки в блоке, которые могут быть исправлены кодом РС. Такое преобразование осуществляется путем перестановки отдельных символов или целых групп символов в кодовой последовательности после кодирования и восстановления ее после декодирования. Подобная операция называется *перемежение — деперемежение* символов или их групп.

Перемежение обычно осуществляется на уровне символов с перестановкой символов в пределах одного блока или из одного блока в другой. Иногда перемежение осуществляется на уровне выборок (это группа символов) в пределах одного блока с перестановкой выборок сигналов левого и правого звуковых каналов.

Для исправления выпадений сигнала основной является межблочная перестановка символов всех блоков. Расстояние в блоках, на которое смещаются символы называется *интервалом перемежения.* Длина этого интервала определяет возможное число ошибочных символов в блоке при длинных выпадениях. Выбор длины интервала перемежения зависит от исправляющей способности кода, обычно она равна числу проверочных символов в блоке (2 или 4 блока).

*Глубина перемежения* — это максимальное расстояние (в блоках) между символами одного блока после их перестановки. Она равна произведению интервала перемежения на число символов в блоке. Глубина перемежения определяет максимальную длину исправляемого выпадения. Перемежение выполняет свою роль только при условии, что минимальные интервалы между выпадениями, называемые защитным интервалом, больше глубины перемежения. В противном случае перемежение только ухудшит исправление выпадений.

Для исправления коротких и длинных пакетов ошибок или выпадений требуется различное построение системы перемежения. Поэтому всегда она состоит из нескольких ступеней — короткое и длинное перемежения, перестановка символов и выборок; внутриблочное и межблочное перемежения. На рис. 13.16 приведен пример короткого межблочного перемежения символов с интервалом в один блок. Оно позволяет преобразовывать выпадения в блоке длиной четыре символа в две ошибки в блоке с произвольным в нем расположением, которые декодер может исправить.



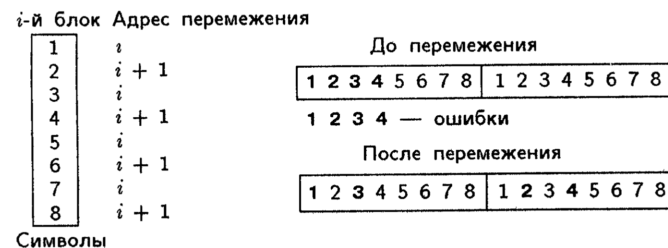



**Рис. 13.16.** Короткое межблочное перемежение символов: *а* — схема адресации; *б* — порядок следования ошибок до и после деперемежения

По построению перемежение может быть *блоковым или сверточным.* При сверточном перемежении осуществляется межблочная перестановка символов с заданными интервалом и глубиной перемежения. Для этого данные после кодирования поступают в ОЗУ в виде прямоугольной матрицы. В этой матрице запись производится по столбцам в параллельном коде, а считывание символов осуществляется с главной диагонали матрицы в последовательном коде с заданным интервалом перемежения. Главная диагональ проходит с левого угла матрицы в правый. Эта диагональ начинается с первого символа в первом блоке и заканчивается последним символом последнего блока матрицы. При таком построении перемежения глубина перемежения равна числу столбцов матрицы минус 1.

В примере на рис. 13.17,*а* интервал перемежения равен двум блокам, а глубина перемежения — 15 блокам. Символы, которые считываются с главной диагонали матрицы, подчеркнуты. Ввод и считывание осуществляются непрерывно со сдвигом столбцов в матрице слева направо. Проверочные символы, которые обычно расположены в конце блока, тоже участвуют в перемежении.

При сверточном перемежении выпадение из нескольких блоков подряд преобразуется в длинный пакет ошибочных блоков с одним или двумя ошибочными символами. Это позволяет полностью исправлять выпадения длиной $2p$ блоков подряд. На рис. 13.17,*б* показано, как выпадение длиной 4 блока с 32 ошибочными символами преобразуется в пакет из 18 ошибочных блоков подряд. В каждом из этих блоков есть один или два ошибочных символа, которые могут быть исправлены декодером.

При *внутриблочном перемежении* обычно производится несистематическая перестановка символов, младших и старших разрядов символов, а также осуществляется перестановка выборок сигналов различных звуковых каналов.

**Системы кодирования с перемежением.** Для обеспечения защиты от коротких и длинных выпадений без существенного повышения исправляющей способности кода в системах цифровой записи звука используются не просто коды, а системы кодирования, включающие в себя несколько ступеней кодирования и многократное перемежение символов в этих ступенях

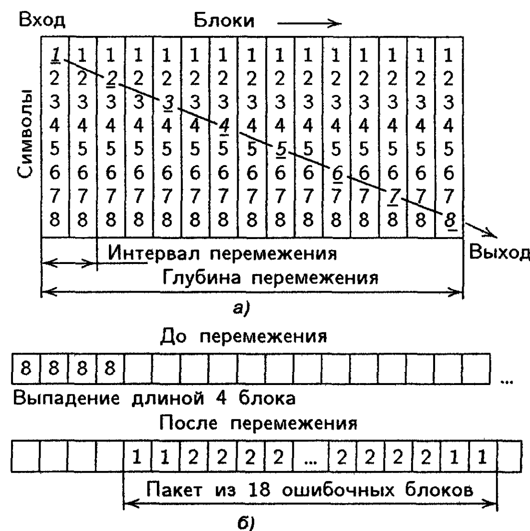



**Рис. 13.17.** Межблочное длинное перемежение символов

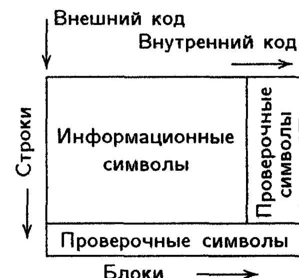



**Рис. 13.18.** Код–произведение

Чаще всего используются три системы: *код–произведение с внутриблочным перемежением, каскадное кодирование с межблочным перемежением и комбинация этих двух систем.* В системе код–произведение данные, подлежащие кодированию, собираются в ОЗУ в виде прямоугольной матрицы с организацией блоков по строкам и столбцам. Это некий суперблок кода–произведения.

Кодирование осуществляется по строкам и столбцам, а иногда еще и по диагонали матрицы. Первое по времени кодирование называется внешним, второе — внутренним. После кодирования производится внутриблочное перемежение (рис. 13.18). Во внутреннем и внешнем кодах чаще всего используются коды РС, но могут быть применены и другие коды.

В коде–произведении минимальное число исправляемых ошибок значительно больше, чем у отдельных кодов. Если один код может исправить $p_1$ ошибочных символов, а второй — $p_2$, то код–произведение может исправить $2p_1p_2 + p_1 + p_2$ ошибок. Это значит, что исправляющая способность такого кода очень велика.

В системах с каскадным кодированием производится кодирование одним кодом, чаще всего кодом РС, несколько раз подряд с осуществлением перемежения в каждой ступени кодирования (рис. 13.19). В каждой последующей ступени кодируются и проверочные символы предыдущих ступеней. Это позволяет реализовать высокую избыточность кода без увеличения числа проверочных символов в ступенях выше 2–4 Кроме того, в каждой последующей ступени могут исправляться стирания, введенные в предыдущих ступенях



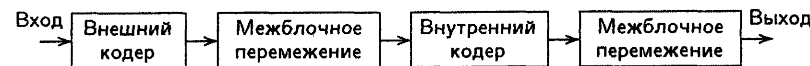



**Рис. 13.19.** Каскадное кодирование

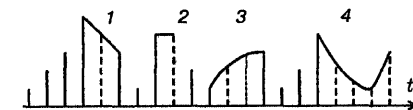



**Рис. 13.20.** Интерполяция ошибочных выборок

В такой системе также есть внутренний и внешний коды. Главная задача внутреннего кода — обнаружение ошибочных блоков и введение стираний. Он рассчитывается на исправление коротких пакетов ошибок и ошибок малой кратности, поэтому в нем используется короткое межблочное перемежение с интервалом 1–2 блока. Внешний код предназначен для исправления ошибок и стираний, обусловленных длинными выпадениями, поэтому между ступенями осуществляется длинное межблочное перемежение с интервалом 4 и более блоков.

**Интерполяция ошибочных выборок.** При сколь угодно высокой исправляющей способности декодера всегда возможны кодовые ошибки, которые нельзя исправить. Они приводят к ошибкам в выборках звуковых сигналов. При записи звука, в отличие от записи цифровых данных в компьютерах, в этих случаях можно *маскировать ошибки*, используя интерполяцию ошибочных выборок.

Интерполяция может быть в виде *мьютинга*, при котором ошибочная выборка заменяется нулевым значением с плавным спаданием и нарастанием звукового сигнала в течение 50–60 выборок. Она используется при длинных выпадениях. Возможна *интерполяция нулевого порядка*, при этом ошибочная выборка заменяется предыдущим значением (удержание). Более часто используется *интерполяция 1-го порядка*, когда ошибочная выборка заменяется средним значением из двух ближайших выборок. Иногда используется интерполяция 2-го и более высоких порядков (*полиномиальная интерполяция*), при которой рассчитываются несколько отсутствующих выборок. Поэтому она позволяет успешно интерполировать несколько неисправных выборок подряд (рис. 13.20). Чем более высокого порядка интерполяция, тем меньше слышимость шума интерполяции. Этот шум всегда растет с повышением частоты интерполяции. На частотах интерполяции ниже 63 Гц уровень шума менее −100 дБ, даже при интерполяции 1-го порядка. Интерполяция при помощи мьютинга слышна на всех частотах.

## 13.4. Цифровая магнитная запись звука

### Особенности цифровой записи звука

Принципиальных отличий в физических основах аналоговой и цифровой магнитной записи нет, поэтому большая часть материала, изложенного в разд. 13.2, относится и к цифровой записи. Основное отличие

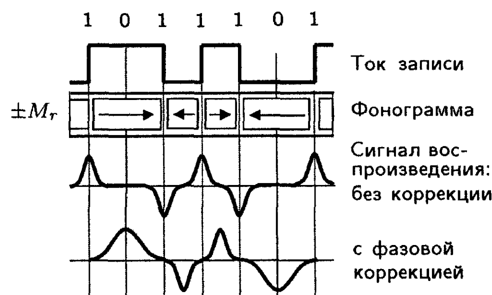



**Рис. 13.21.** Цифровая магнитная запись и ее воспроизведение

в том, что цифровой звуковой сигнал, подлежащий записи, представляет собой последовательность двухполярных импульсов в канальном коде. В этом коде цифровая информация передается путем дискретного изменения длительности положительных и отрицательных импульсов. Диапазон изменения дискретности и длительности импульсов определяется выбранным канальным кодом.

Логическая 1 соответствует положительной полярности импульса, а логический 0 — отрицательной. Логические 1 и 0 намагничивают РС носителя записи до насыщения: $+M_s$ и $-M_s$ (см. рис. 13.1), поэтому нелинейность передаточной функции $M = \varphi(H)$ здесь не имеет значения. По этой причине нет необходимости использовать ВЧ подмагничивание и производить стирание записи отдельной магнитной головкой. Для записи и воспроизведения могут использоваться или отдельные головки, или одна универсальная. Стирание производится во время записи за счет намагничивания РС до насыщения.

Импульсный ток записи вызывает скачкообразное изменение магнитного потока в ГЗ, но это не позволяет получить ступенчатое изменение намагниченности НЗ. Поэтому между состояниями различной намагниченности, показанными на рис. 13.21 в виде заштрихованных областей, возникают переходные зоны без намагниченности шириной $G_р$. Длина этих переходов определяется формой петли гистерезиса НЗ и формой поля рассеяния ГЗ. Они равны расстоянию на фонограмме, при котором остаточная намагниченность $M_r$ уменьшается до значения $0{,}9M_r$. При прямоугольной петле гистерезиса магнитной ленты размеры переходов близки к нулю. Длина перехода $G_p$ определяет предел продольной плотности записи и ее разрешающую способность.

Известный эффект саморазмагничивания фонограммы приводит к уменьшению остаточной намагниченности. При цифровой звукозаписи этот эффект вызывает необходимость увеличения расстояния между зонами намагниченности $G_d$. Это также приводит к уменьшению плотности записи. Величины $G_p$ и $G_d$, снижающие плотность записи, определяются независимыми факторами, и поэтому действительная длина перехода равна большему из этих значений Время перемагничивания НЗ из одного состояния в другое чрезвычайно мало, поэтому магнитные ленты для цифровой звукозаписи можно использовать при длительности фронта тока записи менее 20 нс.

При воспроизведении цифровой записи в ГВ индуцируется ЭДС, которая пропорциональна производной магнитного потока по времени



(закон Фарадея). Поэтому выходной сигнал ГВ имеет вид двухполярных узких импульсов (рис. 13.21), максимумы которых соответствуют по времени изменению намагниченности НЗ.

Еще одно существенное отличие. При цифровой звукозаписи имеется возможность мультиплексировать два и более каналов в единый цифровой поток, который записывается на одной дорожке. При воспроизведении осуществляется демультиплексирование. При мультиплексировании производится временно́е сжатие цифровых потоков каналов, их данные организуются в блоки и передаются последовательно из разных каналов.

## Плотность магнитной записи

Плотность записи существенно зависит от магнитных параметров НЗ. При большой коэрцитивной силе НЗ меньше эффект саморазмагничивания и расширяется частотная характеристика тракта воспроизведения. Это позволяет записывать более короткие волны и повышать плотность записи. При увеличении остаточной намагниченности растет отдача магнитной ленты, но увеличивается саморазмагничивание, что приводит к уменьшению плотности записи. Поэтому плотность записи линейно растет с увеличением отношения $H_k/M_r$. Нижний предел величины $M_r$ определяется допустимым уровнем сигнала воспроизведения. При увеличении коэффициента прямоугольности магнитной ленты уменьшается длина переходов между противоположными состояниями намагниченности $G_p$, и благодаря этому увеличивается плотность записи.

С увеличением толщины РС магнитной ленты при воспроизведении возрастают слойные потери и расширяется область перехода между противоположными состояниями намагниченности НЗ при записи. Все это приводит к понижению плотности записи, поэтому при цифровой звукозаписи толщина РС не должна превышать 0,5...4 мкм.

Предельные характеристики плотности записи обеспечивает ширина зазора ГВ. В настоящее время технически реальной является ширина зазора около 0,1 мкм. Это соответствует $D_{пр} = 10^4$ пер/мм. Плотность записи в бит/мм всегда выше, и она существенно зависит от используемого канального кода.

## Магнитные головки и носители записи

Цифровая звукозапись может осуществляться с фиксированными и вращающимися магнитными головками. Часто головки выполняются плавающими с зазором между головкой и НЗ, который может быть от 0,13 до 0,5 мкм. Материал сердечника головки должен иметь достаточно малую остаточную индукцию, высокую магнитную проницаемость и индукцию насыщения Для высокой скорости цифрового потока головки изготавливаются только из феррита.

Магнитные носители подразделяются на порошковые и металлические. Порошковый РС обычно изготавливается из гамма-окисла железа,

у которого $H_k$ = 22,5 кА/м, а $B_r$ = 0,09...0,14 Т. Применяется также феррит-кобальт, у которого $H_k$ = 25...80 кА/м, и двуокись хрома с $H_k$ = 40 кА/м. Толщина РС $d$ = 0,5...1 мкм. Для этих НЗ длина перехода $G_p = d/2$.

Для металлических покрытий используются сплавы Co-W, Co-Ni и др. У них $H_k$ меняется от 16 до 80 кА/м, толщина таких покрытий 0,1...0,3 мкм, коэффициент прямоугольности равен 0,45...0,75, а магнитная индукция около 1 Т. Для защиты очень тонких металлических покрытий используются немагнитные покрытия из родия толщиной 0,3...0,7 мкм.

Для металлических покрытий длина перехода рассчитывается по формуле

$$G_d \approx (2dM_r)/\xi H_\text{к}, \quad \xi < 1. \tag{13.39}$$

Отношение $M_r/H_\text{к}$ для металлических носителей в 5...10 раз больше, чем для порошковых, поэтому плотность записи на них выше.

Современные цифровые магнитные ленты выпускаются только в пылезащищенных кассетах. Для многодорожечной записи наиболее массово выпускаются кассеты формата ADAT (Alesis Digital Audio Tape — цифровая аудиолента фирмы Alesis). Это видеокассеты формата S-VHS с лентой шириной 1/2″ с толщиной РС 3 мкм. Длительность записи равна 42 и 60 мин.

Для многодорожечной записи используется и другой формат кассет — DTRS (Digital Tape Recording System — система цифровой записи на ленту). Он был предложен фирмами Sony и Tascam. Ширина ленты 8 мм, время записи — 30,60 и 113 мин. Эта кассета очень похожа на видеокассету 8 мм формата видеозаписи.

Для стереофонической записи в магнитофонах с вращающимися головками используются кассеты формата DAT (Digital Audio Tape — цифровая аудиолента). Этот формат предложен фирмой Sony. Ширина ленты 3,81 мм, толщина РС 2,6 мкм, время записи от 15 до 125 мин.

В кассетах этих форматов выпускаются магнитные ленты различного качества многими фирмами, такими как EMTEC Magnetics, HBB, Maxell и др. Они отличаются технологией изготовления и временем хранения от 10 до 30 лет.

Диаметр жестких магнитных дисков для цифровой записи звука стандартизован и равен 3,5″ (89 мм). Диск имеет алюминиевую основу толщиной 1. .1,5 мм и магнитный слой толщиной 1...3 мкм. Емкость диска от 4 до 36 ГБ.

## Характеристики канала записи-воспроизведения

При цифровой записи физические основы и расчетные формулы, включая выражение для горизонтальной составляющей напряженности магнитного поля $H_x$, точно такие же, как при аналоговой записи. Однако при этом записываются сигналы значительно более высоких частот и, соответственно, используются большие скорости записи, чтобы



волновые потери не были бы слишком большими. Необходимо также учитывать, что записывается сигнал с цифровой модуляцией, поэтому необходимо выполнение требований теоремы Котельникова в отношении тактовой частоты модулированного сигнала и максимальной частоты спектра записываемого сигнала.

Запись производится магнитным полем критической зоны вблизи сходящей грани зазора ГЗ. Ширина зазора этой головки существенного влияния на плотность записи и волновые потери не оказывает.

Воспроизведение записи в магнитофоне осуществляется индукционной ГВ, поэтому выходной сигнал пропорционален производной магнитного потока по времени. Из этого следуют два важных следствия. Первое, из-за операции дифференцирования выходной сигнал не имеет прямоугольной формы, и представляется в виде узких двухполярных импульсов, которые называют *характеристическими*. Их максимумы совпадают с фронтами входных прямоугольных импульсов, когда нет коррекции (рис. 13.21). Восстановление прямоугольной формы импульсов на выходе обычно производится по моментам перехода воспроизводимого сигнала через нулевые значения. Реализуется это при помощи усилителя-ограничителя.

Второе, воспроизводимый сигнал сдвинут по фазе на $\pi/2$. По этой причине при отсутствии фазовой коррекции происходит смещение моментов перехода выходного сигнала через нулевое значение на половину длительности входного импульса. Поэтому моменты перехода через нуль на входе и выходе не совпадают.

Сдвиг воспроизводимого сигнала можно исключить, если использовать фазовую коррекцию с дополнительным углом сдвига $\pi/2$. Для этого производится дифференцирование воспроизведенного сигнала. Благодаря двойному дифференцированию фазовый угол между входным и выходным сигналами становится равным $2\pi$. При такой фазовой коррекции моменты перехода через нуль входных и выходных сигналов совпадают (рис. 13.21,*б*).

Есть еще один важный фактор. Идеализированная головка воспроизведения имеет АЧХ в виде прямой линии с наклоном +6 дБ/октаву, поэтому при аналоговой записи приходится вводить коррекцию для выравнивания частотной характеристики в области низких частот Из-за дифференцирования воспроизводимого сигнала происходит спад АЧХ в области низких частот, поэтому низкочастотная коррекция АЧХ тракта воспроизведения в цифровых магнитофонах не нужна (рис. 13.22).

При воспроизведении цифровой записи возникают все виды волновых потерь, как и в случае аналоговой записи Физическая природа их возникновения одна и та же, поэтому они описываются формулами, приведенными ранее в разд. 13 2. В отличие от аналоговой записи здесь важно иметь в виду, что частотные и фазовые искажения при цифровой звукозаписи никакого влияния на частотную характеристику звукового тракта не оказывают Они вызывают возникновение межсимвольной ин-

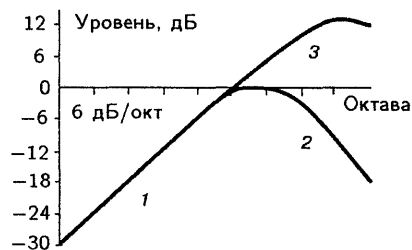



**Рис. 13.22.** Амплитудно-частотная коррекция в цифровых магнитофонах: *1* — АЧХ идеализированной головки воспроизведения; *2* — АЧХ головки воспроизведения с учетом волновых потерь; *3* — АЧХ головки воспроизведения после амплитудно-частотной коррекции

терференции, смещения моментов перехода выходного сигнала через нулевое значение и приводят к кодовым ошибкам. Чем больше частотные и фазовые искажения в цифровом тракте, тем больше джиттер в виде дрожания фронтов импульсов и, следовательно, больше вероятность возникновения кодовых ошибок, вызывающие трески. Когда амплитуда джиттера превышает половину окна детектирования канального кода, декодирование становится невозможным. Поэтому, как и в аналоговых магнитофонах, волновые потери и фазовые искажения надо компенсировать с помощью коррекции.

При воспроизведении цифровой звукозаписи характеристические импульсы можно аппроксимировать различными функциями. Если $a < 2\delta$, для аппроксимации удобно использовать функцию Гаусса

$$U_1(t) = A\exp(-2t^2/\tau^2). \quad (13.40)$$

Если $a > 2\delta$, то лучше подходит функция вида

$$U_2(t) = A/(1+t^2), \quad (13.41)$$

где $A$ — амплитуда импульса; $\tau$ — длительность входного импульса.

При повышении плотности записи возникает перекрытие соседних характеристических импульсов, которое часто называют *межсимвольной интерференцией*. Оно происходит из-за того, что в те моменты времени, когда еще существует отрицательный импульс, возникает положительный импульс от следующего перехода намагниченности. В результате происходит линейная суперпозиция импульсов, которая приводит к изменению момента перехода выходного сигнала через нулевое значение (рис 13.23). В результате длительности выходных импульсов в усилителе-ограничителе восстанавливаются неправильно и в канальном коде возникают кодовые ошибки.

Для уменьшения межсимвольной интерференции необходимо вводить частотную коррекцию волновых потерь таким образом, чтобы в области высоких частот суммарная АЧХ головки воспроизведения была близка к АЧХ идеализированной ГВ с наклоном +6 дБ (см. рис 13.22). Надо также ограничить верхнюю границу полосы пропускания частотой $F_0$, при которой щелевая функция имеет первый минимум. Уменьшить межсимвольную интерференцию можно, используя более совершенные канальные коды.



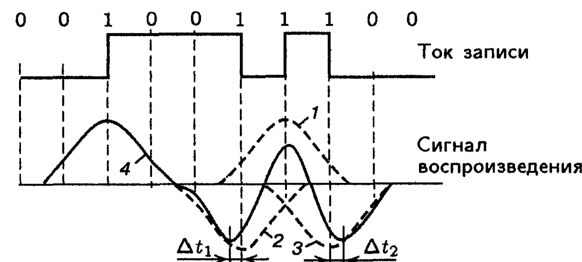



**Рис. 13.23.** Межсимвольная интерференция при воспроизведении цифровой записи

## Стереофонические цифровые магнитофоны системы DAT

Этот стандарт записи был предложен фирмой Sony и раньше он назывался R-DAT (Rotary Head Audio Tape Recorder — цифровая звукозапись на ленте с помощью вращающейся головки). В магнитофонах этой системы стереофоническая запись производится с мультиплексированием двух звуковых каналов на медленно движущийся ленточный НЗ. В них обычно используются две вращающихся универсальных головки, поэтому магнитофоны этой системы могут работать только в режиме записи или воспроизведения. Запись производится на ленте шириной 3,81 мм и толщиной 13 мкм, находящейся в кассете размером 75×54×10,5 мм. При ускоренной перемотке этой ленты скорость ее движения увеличивается в 200 раз.

Дорожки на ленте расположены с наклоном в направлении движения ленты без промежутков, такая запись называется *наклонно-строчечной* (рис. 13.24,*б*). Каждая дорожка имеет длину 23,5 мм и содержит информацию о звуке, служебную информацию и специально записанный сигнал с частотой 130 кГц для обеспечения работ системы слежения за дорожкой при воспроизведении. Вся эта информация размещена в пяти зонах дорожки. Каждая дорожка содержит 196 блоков данных и в каждом блоке по 288 бит, всего на каждой дорожке 56448 бит.

В магнитофонах этой системы предусматриваются шесть форматов записи. Ниже приведены некоторые характеристики основного формата.

| | |
|---|---|
| Частота дискретизации, кГц | 48 |
| Число разрядов на отсчет | 16 |
| Длина дорожки, мм | 23,5 |
| Ширина дорожки, мкм | 13,591 |
| Общий коэффициент избыточности кода | 1,6 |
| Число бит данных на дорожке | 56448 |
| Время записи одной дорожки, мс | 7,5 |
| Скорость цифрового потока $v$, Мбит/с | 2,46 |
| Скорость записи, м/с | 3,133 |
| Скорость движения ленты, мм/с | 8,1 |
| Время записи кассеты, мин | 120 |

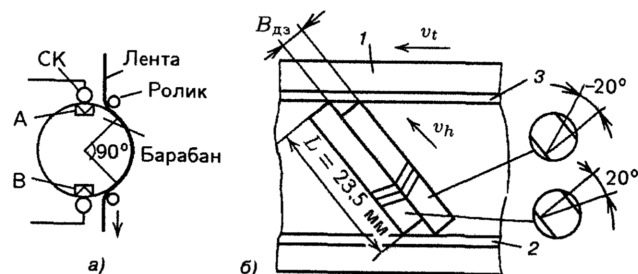



**Рис. 13.24.** Блок головок (*а*) и формат DAT записи на ленту (*б*): А, В — магнитные головки; СК — скользящие контакты головок; $B_{дз}$ — ширина дорожки записи 13,591 мкм; *1, 2* — резервные (дополнительные) дорожки записи; *3* — защитный интервал

Обе универсальные головки записи-воспроизведения имеют рабочий зазор шириной 0,25...0,3 мкм, поэтому при скорости записи 3 м/с частота среза $F_0 = 10....12$ МГц. Головки укреплены на барабане диаметром 30 мм под углом 180° (рис. 13.24,*а*), скорость вращения барабана 2000 об/мин. Магнитная лента прижимается к барабану в пределах угла 90°. Блок головок устроен так, что за время одного оборота барабана равного 30 мс, 50 % времени ни одна из головок А и В не касается магнитной ленты. Контакт одной из головок с магнитной лентой происходит через каждые 15 мс. Длительность контакта равна времени записи одной дорожки 7,5 мс. Так как на каждой дорожке должны быть записаны 56448 бит, для этого необходима скорость цифрового потока 7,52 Мбит/с. Поэтому коэффициент трансформации скорости равен 3.

Функциональные схемы магнитофонов системы DAT, выпускаемые различными фирмами, существенно отличаются. На рис. 13.25 приведена наиболее простая функциональная схема магнитофона. В ней в режиме записи на вход оперативного запоминающего устройства ОЗУ-0 подается мультиплексированный стереофонический сигнал в виде единого цифрового потока с удвоенной частотой дискретизации. С ОЗУ-0 данные одной дорожки поочередно считываются в ОЗУ-1 и ОЗУ-2 емкостью 64 Кбайт каждое. При этом осуществляется необходимое временно́е сжатие цифрового потока за счет повышения скорости считывания в 3 раза по сравнению со скоростью записи данных в ОЗУ. Функции помехоустойчивого и канального кодирования выполняются специальным процессором (кодеком), который может выполнять и декодирование Данные, подлежащие кодированию, считываются из ОЗУ-1 или ОЗУ-2 и после кодирования возвращаются обратно

Запись сигналов с ОЗУ на магнитную ленту производится блоком головок БГ поочередно в канальном коде через усилители записи УЗ. Кодирование производятся, когда ни одна головка не находится в контакте с НЗ Ввод входных дан ıх в одно из ОЗУ производится в то время, когда из другого ОЗУ производится запись. Каждая из этих операция длится также по 7,5 мс



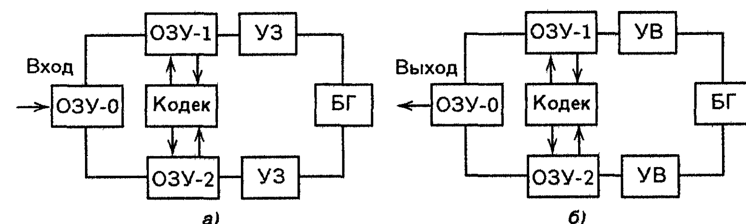



**Рис. 13.25.** Функциональная схема цифрового тракта магнитофона системы DAT в режиме записи (*а*) и воспроизведения (*б*)

Таблица 13.7

| Номер ОЗУ | Операция длительностью, мс | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 7,5 | 7,5 | 7,5 | 7,5 |
| | Есть контакт ленты с головкой А | Нет контакта ленты с головками А и В | Есть контакт ленты с головкой В | Нет контакта ленты с головками А и В |
| ОЗУ-1<br>ОЗУ-2<br>ОЗУ-1<br>ОЗУ-2 | Запись<br>Ввод с АЦП<br>Считывание<br>Вывод на ЦАП | Кодирование<br>Декодирование | Ввод с АЦП<br>Запись<br>Вывод на ЦАП<br>Считывание | Кодирование<br><br><br>Декодирование |

В режиме воспроизведения (рис. 13.25,*б*) нужно заменить УЗ на УВ. Воспроизведение производится головками А и В также поочередно при помощи ОЗУ-1 и ОЗУ-2. Данные табл. 13.7 поясняют процессы записи и воспроизведения.

В магнитофонах системы DAT используется канальный код (8,10), его основные характеристики:

Канальный код $(g, k, m, n)$ .......... (0, 3, 8, 10)
Коэффициент трансформации цифрового потока $K_{тр}$ .......... 3
Скорость цифрового потока $v_д$, Мбит/с .......... 7,5264
Тактовая частота канального кода $f_{тк}$, МГц .......... 9,408
Период тактовой частоты $T_к$, нс .......... 106,4
Окно детектирования $T_w$, нс .......... 106,4
Число кодовых интервалов по длительности .......... 4
Дискретность изменения интервалов, нс .......... 106,4
Минимальный временно́й интервал $T_{min}$, нс .......... 106,4
Максимальный временно́й интервал $T_{max}$, нс .......... 425,6
Максимальная частота спектра, МГц .......... 4,7
Минимальная частота спектра, МГц .......... 2,35
Коэффициент плотности канального кода $K_D$ .......... 0,8
Линейная плотность записи, бит/мм .......... 1924
Минимальная длина волны записи, мкм .......... 0,67
Коэффициент самосинхронизации .......... 4

Для того чтобы длительности временны́х интервалов на стыках канальных символов не отличались от заданных значений, в коде (8,10) используются две таблицы кодирования. Это значит, что одной входной кодовой комбинации в канальном коде могут соответствовать две

Одна таблица используется, когда предыдущий канальный символ заканчивался на 0, а другая — на 1.

В качестве корректирующего кода в магнитофонах системы DAT используется код-произведение. Внешний код PC (32,28), внутренний — код PC (32,26). 128 блоков организованы в матрицу. В столбцах вычисляются по четыре проверочных символа, а в строках — по шесть. При кодировании используется межблочное перемежение с интервалом четыре блока, внутриблочное перемежение и межстрочное перемежение выборок левого и правого звуковых каналов.

Код обеспечивает исправление ошибочных символов с их вероятностью на входе декодера от $10^{-1}$ до $10^{-3}$. При вероятности ошибочных символов на на входе декодера $p_s = 10^{-3}$ их вероятность на выходе декодера не превышает $10^{-33}$. Вероятность необнаружения случайных ошибок $p_{\text{н}s}$ очень мала и определяется равенством $p_{\text{н}s} = 7 \cdot 10^{-6} p_s^5$. Код позволяет полностью исправлять выпадения сигнала длиной 2,64 мм и маскировать при помощи интерполяции выпадения длиной 8,9 мм.

Магнитофоны системы DAT могут быть студийными, репортерскими и бытовыми, при этом они существенно отличаются по характеристикам и техническим возможностям. Студийные магнитофоны фирмы Sony PCM R-300, R-500 и R-700 имеют 20-разрядное кодирование. Магнитофоны PCM 7000 и 7040 имеют 4 головки и поэтому обеспечивают воспроизведение во время записи.

Фирма TASCAM также выпускает магнитофоны этой системы: модели DA (30, 40 и 45HR). Последняя модель имеет 24 разрядное кодирование и удвоенную скорость движения ленты (16,3 мм/с). Магнитофон модели DA-60MKII является репортерским.

## Многоканальные цифровые магнитофоны систем ADAT и DTRS

В магнитофонах этих двух систем используются четыре вращающихся магнитных головки: две записывающие и две воспроизводящие. Записывается мультиплексированый звуковой сигнал на медленно движущийся НЗ. Эта запись называется наклонно-строчечной, и она похожа на запись в системе DAT. Отличие в том, что запись производится в телевизионном формате PAL или NTSC. Фактически это цифровая запись звука при помощи видеомагнитофона на видеокассетах. Для многоканальной записи осуществляется мультиплексирование всех каналов в один высокоскоростной цифровой поток, который записывается поочередно двумя головками записи и одновременно, также поочередно, воспроизводится двумя головками

Магнитофоны системы ADAT выпускает фирма Alesis Модели этой фирмы M20, XT-20 и LX-20 имеют по 8 каналов, частота дискретизации 48 (44,1) кГц, число разрядов 16–24. Предусмотрена возможность объединения до 16 синхронно работающих магнитофонов с увеличением числа каналов до 128. Магнитофоны системы DTRS выпускает фирма TASCAM. Модели этой фирмы DA (8, 38 и 78HR) имеют примерно такие же параметры, как и модели фирмы Alesis. Считается экономически нецелесообразным выпускать магнитофоны с большим числом каналов.



## Многоканальные цифровые магнитофоны системы DASH

Катушечные магнитофоны системы DASH (Digital Audio Stationary Head — цифровая звукозапись с неподвижными головками) были разработаны в начале 70-х годов совместно фирмами Sony и Studer. В магнитофонах этой системы осуществляется многоканальная продольная запись сразу на большом числе дорожек на движущуюся с большой скоростью магнитную ленту. На каждой дорожке установлены свои ГЗ и ГВ, которые неподвижны, как в аналоговых магнитофонах. Головки всех дорожек всегда объединяются в единый блок. Ширина зазоров ГВ равна 1 мкм, что обеспечивает высокую плотность записи. Число записываемых звуковых каналов не всегда совпадает с числом дорожек, так как иногда один канал записывается на несколько дорожек.

Основные характеристики магнитофонов этой системы:

| | |
|---|---|
| Частота дискретизации, кГц | 44,1; 48; 32 |
| Число разрядов на один отсчет ЗС | 16 |
| Ширина ленты, мм | 25,4; 12,7; 6,25 |
| Ширина дорожки, мкм | 240 |
| Скорость записи, см/с | 76,2; 38,1; 19,05 |
| Число дорожек | 48 (лента 25,4 мм); 24 (лента 12,7 мм); 12 (лента 6,25 мм) |
| Число каналов | 48, 24, 12, 6, 3 |
| Линейная плотность записи, бит/мм | 1600 |

Магнитофоны системы DASH до сих пор пользуются популярностью, несмотря на то что фирма использует классическую 16-разрядную систему кодирования. В настоящее время выпускаются 48 и 24-канальные магнитофоны моделей PCM 3348 и 3324 соответсвенно.

Магнитофоны этой системы разрабатывались в 70-х годах, когда еще не было известно групповое канальное кодирование и не было технической возможности реализации кодов Рида–Соломона. Поэтому плотность записи в них низкая, а используемые методы помехоустойчивого и канального кодирования в настоящее время не представляют практического интереса.

## Цифровые дисковые рекордеры

Цифровые дисковые рекордеры предназначены для многодорожечной звукозаписи с числом каналов от 4 до 24. Все каналы мультиплексируются в единый цифровой поток, запись производится на магнитный диск с двух сторон Диск имеет стандартный диаметр 3,5 дюйма и вращается со скоростью 5000...7200 об/мин, у него зона записи по радиусу равна 20 мм

Основа диска изготавливается из алюминия толщиной 1...1,5 мм с магнитными покрытиями каждой стороны толщиной 1 мкм. Запись и воспроизведение осуществляются четырьмя магнитными головками (две записывающие и две воспроизводящие), которые расположены с каждой стороны диска. Они объединяются в единый блок, который медленно перемещается по радиусу диска при помощи поворотного тонарма и производит запись фонограмм по концентрическим окружностям с разбивкой на сектора, как это делается в компьютерах.

В дисковых рекордерах для защиты от ошибок используется двойной код Рида–Соломона, как и в другой аппаратуре цифровой звукозаписи. Для повышения емкости на одну сторону до 2...18 Гбайт используется канальный код (2,7), разработанный фирмой IBM для своих винчестеров, который обеспечивает наибольшую плотность записи. Его основные характеристики для записи звука с предельными параметрами $q = 24$, $f_д = 96$ кГц, $N_к = 24$, $v_и = 55{,}3$ Мбит/с, $n = 7200$ об/мин и $R = 1,4$ приведены ниже.

| | |
|---|---|
| Канальный код (g, k, m, n) | (2, 7, 2, 4) |
| Скорость цифрового потока данных V, Мб/с | 77,4 |
| Коэффициент трансформации скорости $K_{тр}$ | 1 |
| Скорость цифрового потока $v^*$, Мбит/с | 77,4 |
| Тактовая частота канального кода $f_{тк}$, МГц | 154,8 |
| Период тактовой частоты $T_к$, нс | 6,46 |
| Число кодовых интервалов по длительности | 6 |
| Минимальный временно́й интервал ($T_{min}$), нс | 19,4 |
| Максимальный временно́й интервал ($T_{max}$), нс | 51,71 |
| Максимальная частота спектра, МГц | 25,8 |
| Минимальная частота спектра, МГц | 9,67 |
| Средняя скорость записи, м/с | 24,8 |
| Средний радиус записи, мм | 33 |
| Коэффициент плотности записи $K_D$ | 1,5 |
| Средняя линейная плотность записи, бит/мм | 4681 |
| Средняя длина волны записи, мкм | 0,93 |
| Коэффициент самосинхронизации | 2,66 |

Каждый рекордер имеет встроенный жесткий диск с емкостью от 4 до 36 Гбайт, который устанавливается по выбору потребителя. Использование эффективных кодов защиты от ошибок и канального кода позволяет реализовать такую емкость при шаге дорожки записи от 10 до 1,2 мкм, Реализации высокой линейной и поверхностной плотности записи в значительной мере способствует полная изоляция диска от внешней пыльной среды и использование в производстве дисков высоких технологий.

По желанию потребителя в рекордере может быть также установлено до шести жестких внешних дисков и съемный В качестве жестких дисков используются винчестеры моделей E-IDE или Ultra-DMA IDE типа Kingston В некоторых моделях встраиваются оптические рекордеры CD-R и DVD-R, а вместо жесткого диска устанавливается магнитооптический диск Во всех рекордерах предусмотрена возможность синхронной работы 8, 16 и 32 рекордеров, что позволяет одновременно иметь от 64 до 768 каналов для записи звуковых сигналов.



Время записи зависит от емкости жесткого диска, числа каналов и формата цифрового сигнала. При 24-канальной записи в формате 24/48 на диске емкостью 20 Гбайт длительность записи равна 100 мин. Время записи увеличивается обратно пропорционально числу каналов. Максимальная длительность одного файла принята равной 24 часам.

Почти во всех рекордерах предусмотрена возможность программного изменения состава оборудования и его конфигурации. Это позволяет избежать быстрого морального старения аппаратуры. Новое программное обеспечение и новые «инструменты» могут быть загружены посредством встроенного дисковода ZIP.

В большинстве рекордеров, кроме записи, предусмотрены также и монтажные функции, такие, как автоматический поиск нужного фрагмента, вставка без монтажных переходов, выполнение многих монтажных операций (вырезать/копировать/вставить/стереть), а также временно́й сдвиг отдельных дорожек или всех сразу. При выполнении этих операций число виртуальных звуковых каналов может быть до 99. Длительность монтажного перехода не превышает 10 мс. Обычно имеется и внутренний микшер на все каналы.

В рекордерах предусмотрена программная установка значения частоты дискретизации: 44,1; 48 и 96 кГц. В некоторых моделях имеется возможность задания частоты дискретизации, равной 32 и 192 кГц.

В производстве дисковых рекордеров ведущими являются фирмы 360 Systems, AKAI, Fostex и Mackie. Преобладают модели с 8 и 16 каналами, такие, как 360 Systems TSR8, Akai DR16 Pro, OMR8, Fostex D-108 и Fostex D-160. Их технические характеристики и возможности много лучше, чем у цифровых многоканальных магнитофонов, Особенно это касается монтажных функций и, в частности, времени поиска. У рекордеров оно не превышает 10 мс, тогда как время ускоренной перемотки часовой магнитофонной кассеты составляет 2 мин. Дисковые цифровые рекордеры по существу являются специализированными компьютерами. По-видимому, в скором будущем они полностью заменят цифровые многоканальные магнитофоны.

## 13.5. Цифровая оптическая запись звука

### Физические основы записи–воспроизведения

Под современной цифровой оптической записью звука на дисковых носителях понимается *оптическая рельефно-фазовая запись с отражающим покрытием* Такая запись фонограммы осуществляется в виде изменений микрорельефа вдоль спиральной дорожки на прозрачном оптическом диске Этот микрорельеф представляет собой последовательность микроуглублений, называемых *питами* У них всех одинаковая ширина и

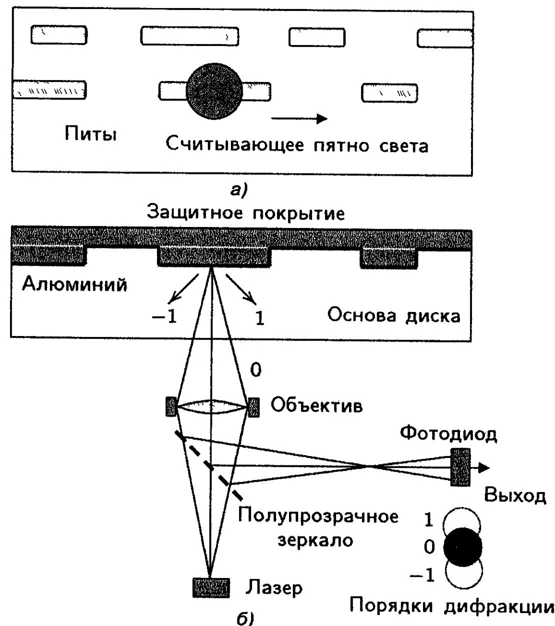



**Рис. 13.26.** Воспроизведение рельефно-фазовой записи на отражение сфокусированным излучением лазера

глубина, а цифровая информация записывается в виде дискретных изменений длительности этих питов и расстояний между ними (рис. 13.26,*а*).

Именно такая запись используется во всех оптических дисковых системах цифровой записи звука, приведенных в табл 13 1. Практически она реализуется путем тиражирования с использованием матрицы, как это делалось ранее при изготовлении виниловых грампластинок

На рис. 13.26,*б* приведена схема воспроизведения отражающей рельефно-фазовой записи сфокусированным лазерным излучением. Для разделения падающего и отраженного пучков света используется полупрозрачное зеркало, которое 50 % энергии излучения пропускает и 50 % отражает Фотоприемник расположен в дальней зоне дифракции На этом рисунке запись представлена в виде разреза вдоль дорожки Вся поверхность диска с записью покрыта тонкой пленкой хорошо отражающего излучение покрытия из алюминия или серебра Воспроизведение производится на отражение сквозь достаточно толстую оптически прозрачную основу диска Со стороны микрорельефа на диск нанесено непрозрачное защитное покрытие

Глубина питов определяет разность оптического хода световых лучей, отражающихся от дна питов и промежутков между ними Она приводит к фазовой модуляции отраженного светового пучка Глубина фазовой модуляции максимальна, когда фазовый сдвиг отраженных



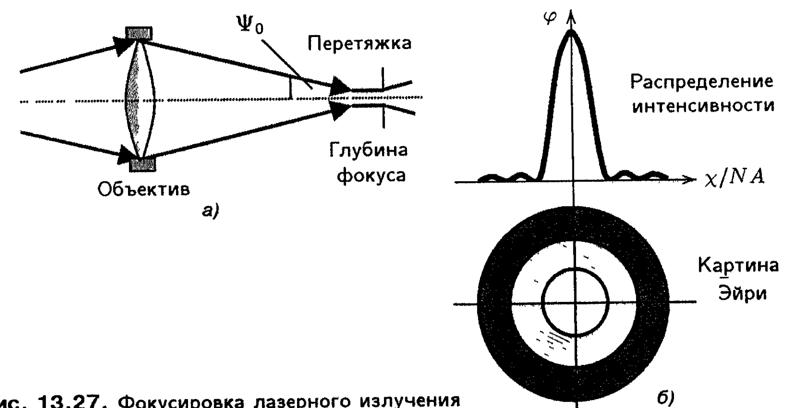



**Рис. 13.27.** Фокусировка лазерного излучения

лучей $\varphi$ равен $\pi$. Требуемая для этого глубина питов $\gamma$ рассчитывается по формуле

$$\gamma = \varphi\chi/4\pi\varepsilon, \tag{13.42}$$

где $\varepsilon$ — коэффициент преломления основы оптического диска; $\chi$ — длина волны излучения лазера. Если используется лазер с инфракрасным излучением ($\chi$ = 800 нм) и материал диска имеет коэффициент преломления 1,5, то $\gamma$ = 135 нм.

Лазерное излучение фокусируется при помощи микрообъектива, основным параметром которого является числовая апертура $NA$ (рис 3.27,*а*), равная

$$NA = \sin\Psi_0, \tag{13.43}$$

где $\Psi_0$ — угол сходимости светового пучка при фокусировке Сфокусированное излучение лазера имеет распределение интенсивности в поперечном сечении близко к дифракционной картине Эйри (рис 13 27,*б*) Диаметр сфокусированного пятна измеряется по первому черному кольцу этой картины и рассчитывается по формуле

$$\varphi = \chi/NA. \tag{13 44}$$

Если $NA$ = 0,45 и $\chi$ = 800 нм, то $\varphi$ = 1,78 мкм, что соответствует характеристикам системы «Компакт-диск»

Сфокусированное излучение лазера имеет общий угол ($2\Psi_0$) около 60° поэтому диаметр светового пятна на поверхности диска равен 0,8 мм Благодаря этому возможные дефекты внешней поверхности в виде мелких царапин и пылинок размером до 0,5 мм находятся далеко вне фокуса объектива, они пространственно фильтруются и не оказывают влияния на качество воспроизведения

Сфокусированное излучение имеет перетяжку, где диаметр светового пятна почти не меняется (рис 13 27) Длина этой перетяжки назы-

вается *глубиной фокуса* и определяется равенством

$$G = \chi/(NA)^2. \tag{13.45}$$

Для приведенных выше данных $G$ = 3,8 мкм (±1,9 мкм). Глубина фокуса определяет необходимую точность работы системы автоматической фокусировки.

На глубину фазовой модуляции сильное влияние оказывает соотношение диаметра считывающего пятна света и ширины дорожки. Она достигает максимального значения, когда диаметр пятна примерно втрое больше ширины питов (см. рис. 13.26,*а*). В этом случае энергия лучей, отраженных от дна пита, близка к энергии лучей с нулевым фазовым сдвигом, отраженных от поверхности вокруг пита. Это связано с неравномерным распределением интенсивности в сфокусированном пятне света (рис. 13.27), которое наиболее близко описывается законом Гаусса. Из этого следует, что если диаметр пятна равен или меньше ширины дорожки, то глубина фазовой модуляции будет очень мала, и таким пятном воспроизвести рельефно-фазовую запись нельзя.

Дорожка с питами представляет собой *нерегулярную фазовую отражающую решетку*, на которой происходит дифракция света. При дифракции светового сфокусированного пучка света возникают два и более дополнительных световых пучков (см. рис. 13.26,*б*). Они называются порядками дифракции (0, ±1, ±2 и т.д.) Для фазовой решетки они затухают медленно, на скорость затухания сильное влияние оказывает глубина рельефа. Угол отклонения этих пучков $\Psi_{д}$ зависит от пространственного периода решетки $\eta$ и длины волны лазерного излучения $\chi$:

$$\Psi_{д} = \arcsin(\chi/\eta). \tag{13.46}$$

Чем меньше период решетки, тем больше угол отклонения.

При больших периодах решетки световые пучки всех порядков почти полностью перекрываются. С уменьшением периода решетки зона перекрытия уменьшается и при некотором значении $\eta$ становится равной нулю (перекрытия нет). В зонах перекрытия возникает интерференция между 0 и более высокими порядками дифракции (см. рис. 13.26). Фазовый сдвиг между 0 и ±1 порядками определяется формулами, где сдвиг $\pi$ обусловлен глубиной питов:

$$\Delta\varphi_{+1} = \pi + 2\pi v_t t/\eta; \quad \Delta\varphi_{-1} = \pi - 2\pi v_t t/\eta.$$

Как видно, переменные составляющие фазы в двух зонах перекрытия сдвинуты по фазе на угол $\pi$.

В схеме воспроизведения на отражение объектив пропускает только нулевой порядок дифракции, а все высшие порядки пространственно фильтруются. Это преобразует фазовую модуляцию света в амплитудную модуляцию тока фотоприемника Наиболее часто фотоприемник размещается в дальней зоне дифракции, и его размеры совпадают с



пятном света нулевого порядка. При этом осуществляется интегрирование светового потока по всей площади фотоприемника. Переменная составляющая тока фотоприемника обусловлена интерференцией световых пучков на его поверхности.

*Оптическая передаточная функция* (ОПФ) объектива с таким фотоприемником определяет зависимость глубины амплитудной модуляции от пространственной частоты. Она имеет вид, приведенный на рис. 13.28. Ее пространственная частота среза

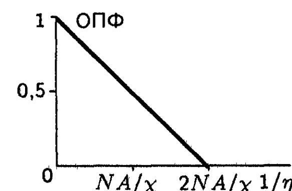


**Рис. 13.28.** Оптическая передаточная функция объектива с фотоприемником

$$f_{ср\,п} = 2NA/\chi. \tag{13.47}$$

Для системы «компакт-диск» $f_{ср\,п}$ = 1125 пер/мм. Электрическая частота среза $f_{ср\,э}$, где глубина модуляции равна нулю, зависит от линейной скорости записи $v_t$:

$$f_{ср\,э} = f_{ср\,п} v_t. \tag{13.48}$$

При $v_t$ = 1,25 м/с имеем $f_{ср\,э}$ = 1,4 МГц.

Ток фотоприемника представляет собой последовательность почти прямоугольных импульсов, совпадающих по фазе с записываемым сигналом. Время нарастания и спада импульсов определяется ОПФ микро объектива, распределением интенсивности в световом пятне и постоянной времени фотоприемника. Прямоугольная форма импульсов восстанавливается при помощи усилителя-ограничителя или компаратора.

Обычно ни частотной, ни фазовой коррекции не требуется. Лишь иногда делается частотная коррекция ОПФ, при которой осуществляется подъем в области средних частот. При высокой плотности записи возможна межсимвольная интерференция, которая приводит к кодовым ошибкам. Шумы носителя проявляются в виде джитера фронтов импульсов, который также приводит к кодовым ошибкам.

## Запись и тиражирование оптических дисков

Изготовление оптических дисков с записью музыки включает в себя шесть этапов: запись цифровой мастер-ленты, изготовление диска-оригинала, запись на диск-оригинал первичной фонограммы, изготовление мастер-диска, изготовление никелевой матрицы и тиражирование дисков

Цифровая *мастер-лента* содержит готовую музыкальную программу с тайм-кодом Необходимая информация пользователя (название и длительности всех составных частей альбома и др.) готовится на компьютере и вводится с него в канал записи. Мастер-лента готовится на студии звукозаписи режиссером при помощи многоканальных цифровых магнитофонов.

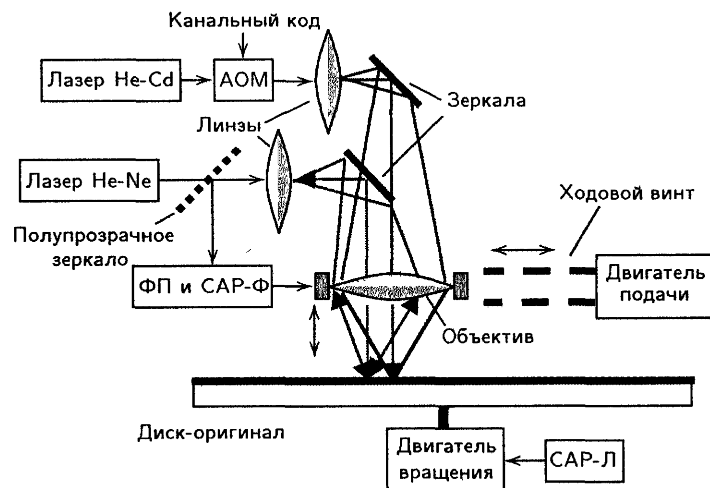



**Рис. 13.29.** Схема лазерного рекордера для изготовления дисков-оригиналов

*Диск-оригинал* изготавливается из оптического стекла, диаметр его 220 мм, толщина 10 мм. Он тщательно полируется и контролируется на дефектность, допустимое значение BER не более $10^{-6}$. На поверхность диска наносится слой фоторезиста толщиной 0,11 мкм, чувствительный к синему цвету.

Запись первичной фонограммы производится при помощи прецизионного лазерного рекордера, функциональная схема которого приведена на рис. 13.29. Запись производится гелий-кадмиевым газовым лазером, у которого длина волны излучения 440 нм (синий цвет) и мощность около 15 мВт. Его излучение фокусируется микрообъективом с числовой апертурой 0,9 (вдвое больше, чем в проигрывателе) в пятно диаметром немного меньше 1 мкм.

Такой объектив имеет глубину фокуса всего 0,5 мкм, поэтому требуется эффективная автоматическая фокусировка (САР-Ф). Она осуществляется с помощью вспомогательного гелий-неонового газового лазера, полупрозрачного зеркала и фотоприемника (ФП). Длина волны излучения этого лазера 632 нм (красный цвет) и мощность 5 мВт. Фоторезист нечувствителен к такому излучению. Зеркало разделяет падающий и отраженный световые пучки.

При записи осуществляется амплитудная модуляция излучения гелий-кадмиевого лазера при помощи акусто-оптического модулятора (АОМ) На вход модулятора подается звуковая информация в канальном коде. Излучения обоих лазеров оптически суммируются и фокусируются одним объективом

При записи диск-оригинал вращается, а оптическая головка с объективом перемещается по радиусу диска. Запись производится с постоянной линейной скоростью $v_t$. поэтому частота вращения диска $\omega$,



об/мин, зависит от радиуса записи $R_з$:

$$\omega = 60 v_t / 2\pi R_з. \tag{13.49}$$

Скорость радиальной подачи оптической головки определяется заданным шагом между дорожками так, чтобы за один оборот диска головка смещалась на 1,6 мкм. Стабилизации линейной скорости записи и скорости радиальной подачи головки осуществляются при помощи прецизионной механики и систем автоматического регулирования САР-Л и САР-РП.

Под действием модулированного лазерного излучения засвечивается фоторезист. В нем происходят невидимые физико-химические изменения, как в обычной фотопленке. В соответствии с временны́ми интервалами канального кода в фоторезисте формируются невидимые питы. Далее следует этап проявления, при котором в засвеченных местах фоторезист вымывается и образуются углубления, соответствующие питам. Затем диск покрывается тонкой пленкой серебра, чтобы сделать его отражающим. Такой диск с записью фонограммы называется *мастер-диск*. Качество его тщательно контролируется на специальных проигрывателях.

Мастер-диск используется для изготовления никелевой матрицы электролитическим способом. При помощи матрицы производится тиражирование оптических дисков из оптически прозрачного поликарбоната с коэффициентом преломления 1,5. Тиражирование может выполняться литьевым методом или методом прессования. После тиражирования на информационную поверхность каждого диска наносится отражающее покрытие из алюминия и защитное покрытие (см. рис. 13.26,*б*), на которое клеится этикетка.

Диаметр тиражированных дисков по стандарту может быть 120 и 80 мм, диаметр центрального отверстия 15 мм, толщина 1,2 мм, масса около 14 г. Запись на них с одной стороны от центра к краю с вращением против часовой стрелки. Допускаются: эксцентриситет диска не более 0,4 мм, эксцентриситет записи не более 140 мкм и вертикальные биения не более ±0,5 мм.

## Система «компакт-диск»

Эта система разработана совместно фирмами Philips и Sony в 1982 г. К ней относятся диски CD-Audio (CD-DA), CD-R и CD-RW. Основные характеристики системы «компакт-диск»:

Число звуковых каналов ........ 2 (стерео)
Частота дискретизации, кГц ........ 44,1
Число разрядов на один отсчет ЗС ........ 16
Линейная скорость записи, м/с ........ 1,2...1,4
Время записи, мин ........ 60 . 74
Ширина дорожки, мкм ........ 0,5
Глубина пит, мкм ........ 0,11
Шаг дорожки, мкм ........ 1,6±0,1

Число кодовых интервалов ........ 9
Дискретность изменения интервалов, мкм ........ 0,3
Длина кодовых интервалов, мкм ........ от 0,9 до 3,3
Минимальный диаметр записи, мм ........ 45
Максимальный диаметр записи, мм ........ 116
Зона записи по радиусу, мм ........ 33
Информационная емкость диска, Мбайт ........ 635...700
Длина волны лазерного излучения, нм ........ 780 ±10
Мощность излучения, мВт ........ 1
Числовая апертура объектива ........ 0,45

Длины интервалов и емкость диска указаны для средней скорости записи 1,3 м/с. Для другой скорости записи питы, интервалы между ними и емкость диска будут несколько другими. Постоянство линейной скорости воспроизведения $v_t$ обеспечивается путем изменения числа оборотов двигателя $\omega$, вращающего компакт-диск. Оно должно меняться в соответствии с равенством (13.49) в зависимости от радиуса воспроизведения $R_{\text{в}}$. В проигрывателе число оборотов компакт диска меняется от 600 до 200 об/мин.

В системе «компакт-диск» канальное кодирование осуществляется в групповом коде 8/14, основные характеристики которого приведены ниже.

Канальный код (g, k, m, n) ........ (2, 10, 8, 14)
Избыточность кода, % ........ 75
Период канального кода ($T_{\text{кан}}$), нс ........ 230
Тактовая частота ($F_{\text{кан}}$), МГц ........ 4,32
Окно детектирования ($T_w$), нс ........ 230
Число кодовых интервалов времени ........ 9
Дискретность изменения интервалов, нс ........ 230
Минимальный временно́й интервал ($T_{\min}$), нс ........ 690
Максимальный временно́й интервал ($T_{\max}$), мкс ........ 2,53
Коэффициент самосинхронизации ........ 3,7
Максимальная частота спектра, кГц ........ 720
Минимальная частота спектра, кГц ........ 198
Минимальная длина волны записи, мкм ........ 1,8
Коэффициент плотности канального кода ........ 1,41
Продольная плотность записи данных, бит/мм ........ 2349

Высокая избыточность кода позволяет обнаруживать ошибки еще на стадии канального декодирования и вводить сразу стирания. Эти стирания могут быть исправлены уже на первой ступени помехоустойчивого декодирования.

Между канальными символами вставляются три дополнительных канальных бита для того, чтобы на стыках этих символов значения $T_{\min}$ и $T_{\max}$ не превышали допустимых значений. Поэтому фактически код имеет избыточность 112 %. Канальное кодирование производится по одной таблице из 256 разрешенных символов. Число возможных неразрешенных кодовых комбинаций равно 16128 ($2^{14} - 256$).

Для обнаружения и исправления ошибок в системе «компакт-диск» используется двухкаскадный код РС в поле Галуа ($2^8$) под названием CIRC (Cross Interlived Reed-Solomon Code — код Рида–Соломона с



Таблица 13.8

| Стратегия | Длина исправлений | Полное исправление ошибок | Маскировка выпадений |
|---|---|---|---|
| Упрощенная (С) | В блоках | 3 | 48 |
| | Длина, мм | 0,51 | 8,16 |
| Средней сложности (В) | В блоках | 8 | 48 |
| | Длина, мм | 1,36 | 8,16 |
| Суперстратегия (А) | В блоках | 14 | 48 |
| | Длина, мм | 2,38 | 8,16 |

перемежением). Символы длиной 8 бит формируются путем разделения 16-разрядных выборок (слов) на младшие и старшие разряды. Блок формируется из 24 символов (12 левого и 12 правого каналов). Число элементов поля 256, они задаются порождающим полиномом $G(X) = x^8+x^4+x^3+x^2+1$ и примитивным элементом $\alpha = x$ (00000010).

*Внешний код* — код РС (28,24) с внутриблочным перемежением слов сигналов левого и правого каналов стереопары. Кодирование выполняется с помощью проверочной матрицы H1 размером 28×4. *Внутренний код* — код РС (32,28) с коротким межблочным перемежением с интервалом в 1 блок Кодирование осуществляется при помощи другой проверочной матрицы H2 размером 32×4. Между ступенями кодирования осуществляется межблочное сверточное перемежение с интервалом 4 блока и глубиной 112 блоков. Общая *избыточность кода* 25 %.

Перестановка слов осуществляется для увеличения числа интерполируемых слов при длинных выпадениях. Короткое межблочное перемежение позволяет исправлять пакеты ошибочных символов длиной 4 уже на первой ступени декодирования. Сверточное перемежение позволяет исправлять выпадения сигнала длиной до 8 блоков и маскировать ошибки при выпадениях длиной до 51 блока.

Кодер представляет собой специализированный процессор, который по заданной программе производит вычисление в поле Галуа проверочных символов в двух ступенях. Перемежение осуществляется путем адресации символов через ОЗУ емкостью 16 кбит.

Для декодирования кода CIRC разработано множество стратегий, которые в той или иной степени реализуют потенциальные возможности кода. Обнаружение кодовых ошибок производится на уровне блоков, частота которых равна 7350 Гц. Осуществляется декодирование также при помощи специализированного процессора. В зависимости от стратегии декодирования по разному исправляются случайные ошибки и выпадения. В табл. 13.8 приведены характеристики трех стратегий декодирования по исправлению выпадений. Вероятность необнаружения выпадений в коде CIRC равна $2^{-19}$.

На рис. 13.30 приведены графики этих стратегий, характеризующие исправляющую способность декодера по случайным ошибкам. На этих графиках по оси абсцисс отложена вероятность ошибочных символов на входе декодера, а по оси ординатвероятность ошибочных слов на выходе декодера. Область работы декодера лежит правее графиков стратегий

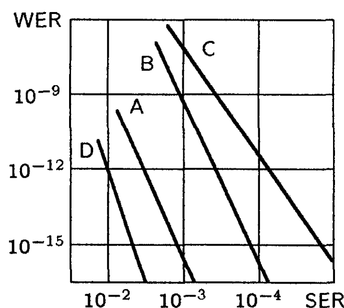



**Рис. 13.30.** Графики исправляющей способности декодера кода CIRC при различных стратегиях декодирования

A, B, C и D. Прямая D определяет обнаруживающую способность кода. В области левее этого графика декодер не работает. Для всех стратегий декодирования декодер может исправлять ошибки при вероятности появления ошибочных символов (SER) на входе декодера меньше, чем $10^{-3}$. Это соответствует значению BLER = 0,032. Для перехода к частоте повторений ошибочных блоков необходимо эти цифры умножить на 7350. При этом максимально допустимая частота ошибочных блоков равна 235 блоков/с.

Для суперстратегии декодирования при вероятности появления ошибочных символов на входе декодера $W_s = 10^{-3}$ вероятность появления ошибочного слова (WER) на выходе не превышает $10^{-16}$ (появление одной ошибки за 10000 лет). При этих же условиях для стратегии B ошибки на выходе декодера будут происходить через 40 мин, а для стратегии C — через минуту. Именно стратегиями декодирования и отличаются проигрыватели компакт дисков различной стоимости. Чем более эффективна стратегия декодирования, тем сложнее и процессор и выше его быстродействие.

## Проигрыватели и рекордеры системы «компакт-диск»

Исправляющие способности декодера реализуются лишь при условии, что при воспроизведении ошибка фокусировки не превышает 1. .2 мкм, погрешность радиального положения считывающего пятна на дорожке не более 0,1 мкм и временна́я ошибка линейной скорости воспроизведения не более 20 нс

В проигрывателях и рекордерах трехмерное позиционирование сфокусированного пятна света обеспечивается при помощи четырех систем автоматического регулирования (САР) К ним относятся САР фокусировки, САР радиального слежения за дорожкой, САР стабилизации скорости радиальной подачи оптической головки и САР стабилизации линейной скорости воспроизведения Нарушение работы любой из этих САР приводит к возникновению длинных пакетов ошибок и выпадений сигнала, исправить которые декодер не может В настоящее время используются только цифровые САР и большинство фирм-изготовителей имеют для них собственные технические решения

Все проигрыватели и рекордеры включают в себя следующие оптико-механические узлы оптическая головка актюатор оптической головки, узел радиальной подачи оптической головки и узел вращения



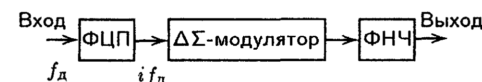



**Рис. 13.31.** Функциональная схема ЦАП с передискретизацией и ΔΣ-модуляцией

компакт-диска. Оптическая головка включает полупроводниковый лазер, объектив, фотоприемник, датчики ошибок фокусировки и радиального слежения за дорожкой. Масса такой головки от 0,9 до 2,5 г. Актюатор — это исполнительный механизм САР, перемещающий оптическую головку в вертикальном и радиальном направлениях.

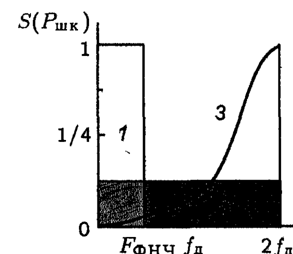



**Рис. 13.32.** Графики спектральной плотности мощности шума квантования при передискретизации и ΔΣ-модуляции

Важной особенностью современных проигрывателей является использование при цифроаналоговом преобразовании передискретизации и ΔΣ-модуляции. Целью этого преобразования является повышения отношения сигнал-шум свыше 98 дБ, обеспечиваемого 16-разрядным кодированием.

При передискретизации при помощи цифрового фильтра (ЦФП) (рис. 13.31) частота дискретизации повышается в $i$ раз, но общая мощность шума квантования $P_{шк}$ остается неизменной, соответствующей 16-разрядным кодовым словам. При этом ширина спектра шума квантования увеличивается также в $i$ раз, а его спектральная плотность мощности $S(P_{шк})$ уменьшается во столько же раз (график *2* на рис. 13.32). Поэтому отношение сигнал-шум ($S/N$), дБ, в соответствии с формулой

$$S/N = 6q + 1{,}8 + 10\lg(if_д/2F_{ФНЧ}),\ дБ, \tag{13.50}$$

увеличивается на 3 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации ($F_{ФНЧ}$ — частота среза ФНЧ на выходе ЦАП).

При ΔΣ-модуляции уменьшается число используемых разрядов, вплоть до одного, и при помощи реквантизатора производится округление ошибок квантования так, чтобы происходило изменение огибающей спектральной плотности мощности с подъемом в области высоких и спадом в области низких частот (график *3* на рис 13 32) Такое изменение огибающей спектра мощности шума осуществляется при помощи интеграторов модулятора, которые часто называют формирователями огибающей спектра шума (Noise Shaping) Они бывают 1, 2, 3 и более высоких порядков $\upsilon$ Благодаря этим формирователям при каждом удвоении частоты дискретизации отношение $S/N$ повышается соответственно на $6\upsilon$ дБ (6, 12, 18 дБ и т д ) Отношение $S/N$, дБ, с использованием ΔΣ-модуляции определяется равенством

$$S/N = 6q^* + 1{,}8 + 10\lg(f_д^*/2F_{ФНЧ}) - 10\lg\left[2\left(1 - \frac{\sin\nu}{\nu}\right)\right]^{\upsilon}, \tag{13.51}$$

Таблица 13.9

| Вид модуляции | Коэффициент передискретизации $i$ | $f_д^*$, МГц | Порядок интегратора $v$ | Число уровней (ступеней) квантования |
|---|---|---|---|---|
| PDM | 256 | 11,3 | 2 | 2 |
| PWM | 32 | 33,7 | 3 | 11 |
| PLM | 1024 | 45 | 3 | 2 |

где $q^*$ — число разрядов после округления; $v$ — порядок интегратора; $\nu = 2\pi f/f_д^*$; $f_д^* = if_д$, $F_{ФНЧ}$ — частота среза фильтра низких частот, равная 20...100 кГц; $f$ — текущее значение частоты.

При $\Delta\Sigma$-модуляции производится канальная модуляция, при которой последовательность двоичных данных преобразуется в последовательность импульсов с цифровой модуляцией: PDM — Pulse Density Modulation (модуляция импульсов по плотности), PWM — Pulse Width Modulation (модуляция импульсов по ширине) или PLM — Pulse Length Modulation (модуляция импульсов по длине).

В табл. 13.9 приведены некоторые данные по современным ЦАП фирм Philips, Technics и Sony с использованием $\Delta\Sigma$-модуляции. Эти ЦАП обеспечивают отношение сигнал-шум до 115...120 дБ, поэтому изготовители проигрывателей указывают в технических характеристиках эквивалентное число разрядов 18...20, иногда приводится и значение коэффициента передискретизации.

Проигрыватели компакт-дисков разделяются на бытовые и профессиональные. Последние отличаются высоким качеством исполнения механических узлов для обеспечения длительной эксплуатации. У них расширенные функциональные возможности, часто имеется магазин емкостью от 5 до 100 дисков. Обязательно наличие цифровых выходов: коаксиального и волоконно-оптического. Многие проигрыватели рассчитаны на воспроизведение всех дисков системы «компакт-диск»: CD-Audio, CD-R и CD-RW. Лучшие модели профессиональных проигрывателей выпускают фирмы Denon (модель DCD — 1650 AR) и Marantz. Модель этой фирмы PMD320 предназначена для работы на студиях радиовещания. У нее полоса 5...20000 Гц, отношение сигнал-шум составляет 104 дБ, динамический диапазон равен 96 дБ.

Рекордер компакт-дисков предназначен для записи звука на специально изготовленных путем тиражирования оптических дисках. При изготовлении матрицы записывается «немая» спиральная дорожка глубиной 0,11 мкм, шириной 0,5 мкм и шагом 1,6 мкм. Вся поверхность диска при тиражировании покрывается отражающим покрытием из золота или серебра для обеспечения длительного хранения фонограммы.

У дисков CD-R спиральная дорожка полностью заполняется органическим фталоцианиновым красителем, которые чувствительны к инфракрасному излучению лазера. При записи используются лазеры мощностью от 4 до 18 мВт, которые под действием нагрева разрушают краситель и таким образом образуют питы. Мощность лазера зависит от скорости записи, которая может быть в 2, 4, 6. 8 раз выше стандартной.



Лучшие диски CD-R в настоящее время выпускает английская фирма HHB. Ее диски CDR74 GOLD и CDR74 SILVER имеют емкость 680 Мбайт, обеспечивают время записи звука 74 мин и длительность хранения более 100 лет. Диск CDR80 SILVER второго поколения имеет меньший шаг дорожки, поэтому его емкость 800 Мбайт. Он обеспечивает время записи звука 79 мин и длительность хранения более 200 лет.

При изготовлении дисков CD-RW спиральная канавка заполняется неорганическим веществом, способным под действием лазерного излучения переходить из аморфного состояния в кристаллическое и обратно. Такие диски также выпускает фирма HHB. Ее новая модель CDRW80 имеет емкость 700 Мбайт, обеспечивающее время записи 80 мин, запись можно производить с 8-кратной скоростью. Материал носителя позволяет производить более 1000 циклов запись-стирание.

Большинство выпускаемых в настоящее время рекордеров позволяют производить запись и воспроизведение дисков CD-R и CD-RW. Лучшие профессиональные рекордеры выпускают фирмы HHB и Marantz. К ним относятся модели CDR850 и DR-17. Все рекордеры работают только совместно с компьютером или звуковой станцией и необходимым программным обеспечением.

## Система Super Audio CD (SACD)

С целью дальнейшего развития системы «Компакт-Диск» фирмы Philips и Sony предложили новую систему оптических звуковых дисков SACD, которая полностью совместима со старой системой. Это связано с тем, что у населения имеется на руках свыше 10 миллиардов компакт-дисков. Поэтому диск системы SACD имеет те же размеры и зону записи, что и CD, но только он двухслойный. На одном слое запись музыки в стандарте CD, а на втором — в стандарте SACD. В проигрывателе используются два лазера: один лазер сфокусирован на один слой, а второй — на другой, слои разделены полупрозрачным покрытием.

Основные характеристики системы SACD:

Число звуковых каналов ........ 6 или 2
Полоса звуковых частот, Гц ........ 20...100000
Частота дискретизации, МГц ........ 2,8224
АЦП и ЦАП ........ одноразрядные
Отношение сигнал-шум, дБ ........ 120
Длительность записи, мин ........ 74
Емкость нижнего слоя диска, Мбайт ........ 4700
Минимальная длина пита, мкм ........ 0,4
Шаг дорожки, мкм ........ 0,74
Длина волны излучения лазера, нм ........ 650
Числовая апертура объектива ........ 0,6

Емкость диска SACD увеличилась в 6 раз за счет уменьшения длины волны излучения лазера и увеличения апертуры объектива. Благодаря этому диаметр считывающего пятна света уменьшился до 1 мкм. Это в свою очередь позволило уменьшить размеры питов, интервалов между

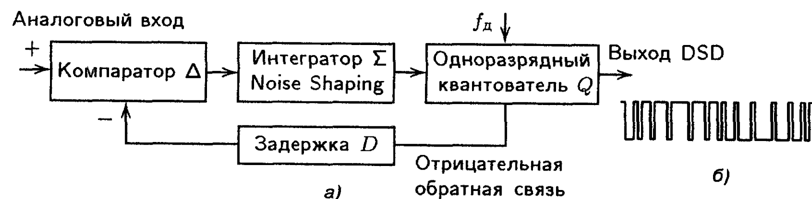



**Рис. 13.33.** Формирование сигнала DSD в системе SACD: *а* — функциональная схема одноразрядного ΔΣ-модулятора; *б* — выходной сигнал модулятора

ними и шаг дорожки. Время записи в обоих стандартах равно 74 мин, поэтому линейная скорость записи в системе SACD почти вдвое больше, и это позволяет записывать более высокие частоты.

Новая система предназначена для записи и воспроизведения звуковых сигналов формата 5.1 (Dolby AC-3). Так как у многих потребителей еще часто нет такой аппаратуры, то предусмотрено преобразование этого формата в формат Dolby Surround, который имеет лишь два канала записи и передачи звуковой информации.

Главное отличие системы SACD в построении цифрового тракта. В этой системе в качестве аналого-цифрового преобразователя используется одноразрядный ΔΣ-модулятор с частотой дискретизации 2,8224 МГц, которая в 64 раза выше частоты дискретизации в системе CD (рис. 13.33,*а*). В нем применен интегратор 5-го порядка, который обеспечивает увеличение отношения сигнал-шум на 30 дБ при каждом удвоении частоты дискретизации.

Выходной сигнал такого преобразователя имеет вид модуляции частоты дискретизации по плотности (рис. 13.33,*б*), при которой информация об амплитуде и частоте звукового сигнала передается в частоте следования логических 1 и 0. Нулевому значению звукового сигнала соответствует последовательность 01010101.... Максимальное положительное значение кодируемого сигнала — 111111111..., а максимальное отрицательное значение — 00000000.... Такой модулированный сигнал можно непосредственно записывать на оптический диск. Звуковой сигнал из него можно выделить при помощи простейшего ФНЧ 3-го порядка. Такая организация цифрового потока без выборок, символов и блоков получила название Direct Stream Digital (DSD — непрерывный цифровой поток).

При необходимости этот непрерывный цифровой поток может быть преобразован в последовательность 16-разрядных выборок с разрешением в 24 разряда. Такая технология называется SBM Direct (Super Bit Mapping Direct — прямое супер-отображение бит) и используется в современной системе CD, поэтому качество звучания компакт-дисков стало значительно лучше

Для защиты от ошибок в системе SACD используются нестандартные коды, но основанные на блоковой организации данных, это коды с предсказанием и энтропийным кодированием с избыточностью 50 %



Такая высокая избыточность возможна благодаря очень высокой емкости диска в системе SACD.

Проигрыватели этой системы пока выпускает только фирма Sony, причем число моделей невелико. К лучшей и наиболее дорогой модели относится проигрыватель SCD-1, стоимость которого более 4000 долларов.

### Система DVD-Audio

Система DVD-A является дальнейшим развитием системы «компакт-диск» и также предназначена для массового производства оптических дисков с цифровой записью музыкальных программ, но с более высоким качеством, чем в системе CD. Диски также имеют диаметр 120 мм, запись на диске может быть на одной или на обоих сторонах в виде одного или двух слоев. Технические характеристики записи в этой системе примерно такие же, как в системе SACD: длина волны излучения лазера 635 нм, минимальная длина пита 0,45 мкм, шаг спиральной дорожки 0,74 мкм, информационная емкость одностороннего однослойного диска 4,7 Гбайт.

В системе DVD-A высококачественная запись звука может производиться в двух форматах: с линейной импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) без компрессии и с компрессией до 50 %. Используется специальный способ компрессии без потерь, как это делается в компьютерах, который называется Packed PCM (Packed Pulse Code Modulation — ИКМ с упаковкой цифровых данных). Запись может быть стереофоническая и многоканальная (до 6 звуковых каналов). При записи могут использоваться 16, 20 и 24 разряда, частота дискретизации может быть одной из следующего ряда: 48, 96 и 192 кГц или 44,1; 88,2 и 176,4 кГц. Стереофоническая запись может производиться только в форматах 192/24 и 176,4/24. В стандарте DVD-A предусмотрена возможность воспроизведения многоканального звука стереофонической системой.

Для обнаружения и исправления ошибок используется комбинация двух кодов: кода Рида–Соломона и кода-произведения. Этот код обозначается как RS + PC (CIRCplus), он является дальнейшим развитием кода, используемого в системе CD. В зависимости от числа звуковых каналов, числа разрядов, частоты дискретизации на однослойном и одностороннем диске время записи может быть от 62 до 128 мин. Для двухслойного и одностороннего диска это время в 2 раза больше, а для двухслойного и двухстороннего диска — в 4 раза. При этом скорость цифрового потока от 9,6 до 13,8 Мбайт/с.

## 13.6. Магнитооптическая запись

### Физические основы записи-воспроизведения

При магнитооптической записи используется дисковый магнитный носитель, и цифровая информация записывается и сохраняется в форме

различной намагниченности участков фонограммы. Эта запись осуществляется при помощи двух физических эффектов. С одной стороны на магнитный носитель действует относительно слабое магнитное поле магнитной головки записи, несущее информацию о звуке, а с другой — на него действует сфокусированное лазерное излучение, которое нагревает магнитный носитель. Намагничивание фонограммы происходит только в тех местах, где температура нагрева превышает точку Кюри. Такая запись называется *термомагнитной* (рис. 13.34). Под действием нагрева происходит и стирание старой записи. Плотность такой записи определяется диаметром светового пятна.

Известно, что магнитные свойства ферромагнетиков существенно зависят от температуры. Эта зависимость описывается законом Кюри–Вейса

$$\mu = C/(T_\text{к} - T), \tag{13.52}$$

где $C$ — константа Кюри, зависящая от материала; $T_\text{к}$ — температура (точка Кюри). По этому закону при приближении температуры вещества $T$ к точке Кюри его магнитная восприимчивость $\mu$ стремится к бесконечности. $T_\text{к}$ — это особая точка. При температуре Кюри происходит переход вещества из парамагнитной фазы в ферромагнитную. По мере роста температуры (снизу) возрастает крутизна петли гистерезиса и соответственно $\mu$. При этом уменьшается коэрцитивная сила и максимальная остаточная намагниченность, а отношение $B_r/H_\text{к}$ растет. Все это ведет к резкому увеличению эффективности магнитной записи.

Наименьшей температурой фазового перехода обладает диоксид хрома. У этого материала точка Кюри равна 128 °С. У гамма-оксида железа температура точки Кюри равна 650 °С. Кроме записи информации, эффект Кюри используется при термомагнитном копировании фонограмм.

Воспроизведение термомагнитной записи осуществляется оптическим методом с использованием двух эффектов — Фарадея и Керра. Эффект Фарадея сводится к повороту плоскости линейной поляризации светового пучка, проходящего через магнитооптический материал Угол поворота при направлении магнитного поля вдоль луча пропорционален напряженности магнитного поля. Нечто подобное происходит при отражении линейно поляризованного света от поверхности ферромагнетика в присутствии магнитного поля. Этот эффект называется *эффектом Керра*. Он основывается на том, что различно намагниченные участки фонограммы меняют свои оптические свойства и, в частности, по-разному изменяют поляризацию отраженного излучения Таким образом, при воспроизведении магнитооптической записи происходит модуляция угла поляризации отраженного светового пучка Воспроизведение может осуществляться только при помощи лазера, у которого излучение линейно поляризовано с высокой степени стабильностью

Для магнитооптической записи могут использоваться только магнитооптические материалы, обладающие эффектом Керра К ним относятся пленки с редкоземельными элементами, такие, как $Y_3Fe_5O_{12}$, $GdFe_3O_{12}$, CdTbFe или TbFeCo. Тонкие пленки из этих материалов обладают преимущественно перпендикулярной намагниченностью.






**Рис. 13.34.** К пояснению принципа термомагнитной записи

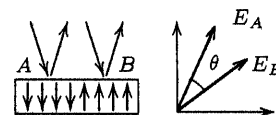



**Рис. 13.35.** К пояснению принципа магнитооптической записи

Рис. 13.35 поясняет эффект Керра. На два участка фонограммы с противоположной намагниченностью под одним и тем же углом падает поляризованное лазерное излучение. В отраженных световых пучках угол поляризации различный. Угол $\theta$ между векторами поляризации света $E_\text{A}$ и $E_\text{B}$ называется углом Керра. Этот угол обычно составляет доли градуса. Отраженное излучение пропускается через оптический анализатор поляризации, который преобразует модуляцию угла поляризации в амплитудную модуляцию. Далее в фотоприемнике возникает электрический ток, пропорциональный записанному сигналу.

## Магнитооптические системы записи-воспроизведения звука

Существующие магнитооптические рекордеры все профессионального назначения, и предназначены они прежде всего для монтажа фонограмм. Их можно разделить на две группы по типу используемых для записи дисков — MD и MO.

*Мини-диск* (MD) имеет диаметр 64 мм и обеспечивает длительность записи от 74 до 80 мин. Технические параметры записи у него такие, как в системе CD, только минимальный диаметр зоны записи равен 32 мм Запись осуществляется магнитной головкой, воспроизведение — оптической. При записи и воспроизведении используется один лазер, только меняется его мощность.

Отличие от системы CD в том, что используется сжатие звуковой информации в 5...6 раз по алгоритму ATRAC (Adaptive Transform Acoustic Coding — кодирование звуковых сигналов с адаптивным преобразованием) При этом кодировании устраняется психофизическая избыточность звукового сигнала

Фирма HBB выпускает очень высококачественные MD диски моделей MD74/80 и MDD140. У них шаг дорожек уменьшен до 1,5 мкм, и время записи равно 80 мин Гарантийный срок хранения информации 10 лет, и допускается более миллиона циклов запись/воспроизведение Модель MD диска фирмы Quantegy MDR рассчитана на длину волны излучения лазера 780 нм мощностью 5 мВт. На этом MD обеспечивается

запись звука в диапазоне частот 5...20000 Гц с динамическим диапазоном 105 дБ при значении параметра BLER $< 0{,}03$.

Магнитооптические диски выпускаются двух диаметров: 3,5 и 5,25″. Они могут быть односторонними и двухсторонними и предназначены для работы в компьютерных накопителях, в специальных рекордерах и проигрывателях. В студиях радиовещания они используются для монтажа фонограмм с многократной перезаписью без сжатия звука.

Фирма HBB выпускает МО диски специально для профессиональной звукозаписи. Ее модель 3,5″ диска МО 640 Мбайт имеет очень высокое отношение сигнал-шум, низкий уровень BLER и время хранения 30 лет. Другая модель диска диаметром 5,25″ МО 2,6/5,2 Гбайт имеет еще большую емкость и время хранения до 100 лет. Гарантируется не менее 1 млн циклов записи-воспроизведения. В студиях наиболее широко используются стереофонические МО рекордеры фирмы STUDER модели D424. В них используются двухсторонние МО диски емкостью 1,2 и 2,6 Гбайт. Возможна запись с разрядностью от 16 до 24 бит с частотой дискретизации до 48 кГц.

## Контрольные вопросы

1. Чем отличаются требования к ширине рабочего зазора магнитных головок записи, воспроизведения и стирания аналоговых магнитофонов?
2. Поясните процесс аналоговой магнитной записи.
3. Поясните процесс воспроизведения аналоговой магнитной записи.
4. Перечислите потери, возникающие при аналоговой записи и воспроизведении звука.
5. Поясните процесс стирания аналоговой магнитной записи звука.
6. Назовите основные системы цифровой магнитной записи звука и поясните, в чем их отличия.
7. Поясните чем отличаются аналоговая и цифровая магнитная запись звука
8. Назовите основные системы цифровой оптической записи звука и поясните в чем их отличия.
9. Какие потери возникают при цифровой магнитной записи звука и как они корректируются?
10. Поясните принцип воспроизведения оптической рельефно-фазовой записи звука.
11. Назовите основные требования, предъявляемые к объективу и лазеру при цифровой оптической записи и воспроизведении звука.
12. Какие основные искажения возникают при цифровой записи звука?
13. Зачем при цифровой записи звука используется канальная модуляция?
14. Какие коды используются при цифровой записи звука для обнаружения и исправления кодовых ошибок?
15. Какую роль выполняет перемежение при цифровой записи звука?
16. Какими факторами определяется плотность цифрой оптичесой записи звука?
17 Поясните принцип магнито-оптической записи звука.
18 Поясните принцип воспроизведения магнито-оптической записи звука

*Глава 14*

# Тракт формирования сигналов программ звукового вещания. Радиодома и телевизионные центры

## 14.1. Классификация радиодомов и телевизионных центров

Головной частью электрических каналов звукового вещания (ЗВ) и звуковых каналов телевизионного вещания (ТВ) является тракт формирования программ (ТФП). Организационной формой ТФП служат радиодома (РД) и телевизионные центры (ТЦ). В каждом РД и ТЦ имеются две крупные структуры — *творческая* (художественная) и *техническая*, тесно связанные между собой. В первую входят редакции и другие творческие объединения, специализированные по видам вещания, дикторская группа, группа звукорежиссеров, отдел выпуска, отдел координации и некоторые другие, во вторую, называемую аппаратно-студийным комплексом (АСК), — студии, аппаратные и вспомогательные службы. Творческие и технические подразделения предназначены для подготовки и исполнения частей (фрагментов программ), входящих в программы вещания, формирования, записи и передачи в последующие части электрических каналов ЗВ сигналов, отображающих вещательные программы.

В зависимости от среднесуточного объема вещания и соответственно числа редакций и других творческих объединений, а также технического оснащения РД и ТЦ подразделяются на классы: первый с объемом вещания 4,5...5 ч, второй — от 2,5 до 3 ч, третий — от 1,5 до 2 ч, четвертый — 1 ч. Радиодома и ТЦ Москвы, Санкт-Петербурга и некоторых других крупных городов относятся к внеклассным. Приведенные здесь данные о среднесуточном объеме вещания носят ориентировочный характер. В течение значительной части суток республиканские, краевые и областные РД и ТЦ передают программы центрального звукового и телевизионного вещания.

## 14.2. Структура аппаратно-студийного комплекса

*Аппаратно-студийный комплекс* (рис 14.1) — это совокупность взаимосвязанных функциональных блоков и служб, размещенных в одном

или нескольких зданиях и содержащих технические средства, при помощи которых ведется технологический процесс формирования и выпуска программ звукового и телевизионного вещания. В общем случае АСК содержит аппаратно-студийные блоки АСБ, в которых создаются отдельные части программ, и аппаратные вещания АВ, в которых полностью формируются программы и из которых сигналы, отображающие эти программы, направляются на выход РД. При ТВ вещании программы формируются в подразделениях, называемых аппаратно-программными блоками АПБ.

Каждый АСБ состоит из студии и связанной с ним студийной аппаратной СА. Иногда при студии оборудуют две аппаратные — записи АЗ и вещания АВ. Наличие двух аппаратных обусловлено различной технологией непосредственного вещания и записи.

В монтажных аппаратных МА находятся технические средства, предназначенные для подготовки частей будущих программ. Различают аппаратные монтажа фонограмм АМФ, аппаратные сведения и монтажа фонограмм АСМФ и аппаратные подготовки программ АПП. Аппаратная монтажа фонограмм предназначена для сравнительно несложного монтажа музыкальных и речевых фонограмм, преимущественно после первичной записи. Аппаратная сведения и монтажа фонограмм содержит комплекс технических средств, предназначенных для получения фонограммы из сигналов, записанных на многодорожечном магнитофоне в виде отдельных партий музыкальных инструментов или групп инструментов. Наконец, в аппаратной подготовки программ при относительно несложной работе (например, выравнивании уровней фонограмм) или вовсе без работы по регулированию и преобразованию сигналов формируют части будущей передачи из фонограмм — оригиналов отдельных произведений.

Готовые фонограммы-оригиналы хранят в фонотеке. Персонал фонотеки подбирает фонограммы по заказам редакций. Различают фонотеки для длительного хранения фондовых, особо ценных фонограмм и фонотеки для оперативной, текущей работы. Весьма часто фонограммы копируют непосредственно в фонотеке или воспроизводят на магнитофонах фонотеки, а электрические сигналы передают по внутренним линиям РД в соответствующие редакции или АПП.

Основным коммутационным узлом РД и ТЦ служит центральная аппаратная ЦА. Через нее сигналы внешних источников программ, поступающие из АТС, МТС и трансляционной аппаратной ТА, направляются в другие аппаратные РД. Из ЦА сигналы выпускаемых программ непосредственно или через коммутационно-распределительную аппаратную (КРА) предприятий связи поступают к потребителям — радиопередающим центрам и станциям, междугородной вещательной аппаратной МВА междугородной телефонной станции (МТС), на центральную станцию проводного вещания ЦСПВ.

Контроль технического качества выпускаемых программ осуществляют в аппаратной технического контроля отдела технического контро-



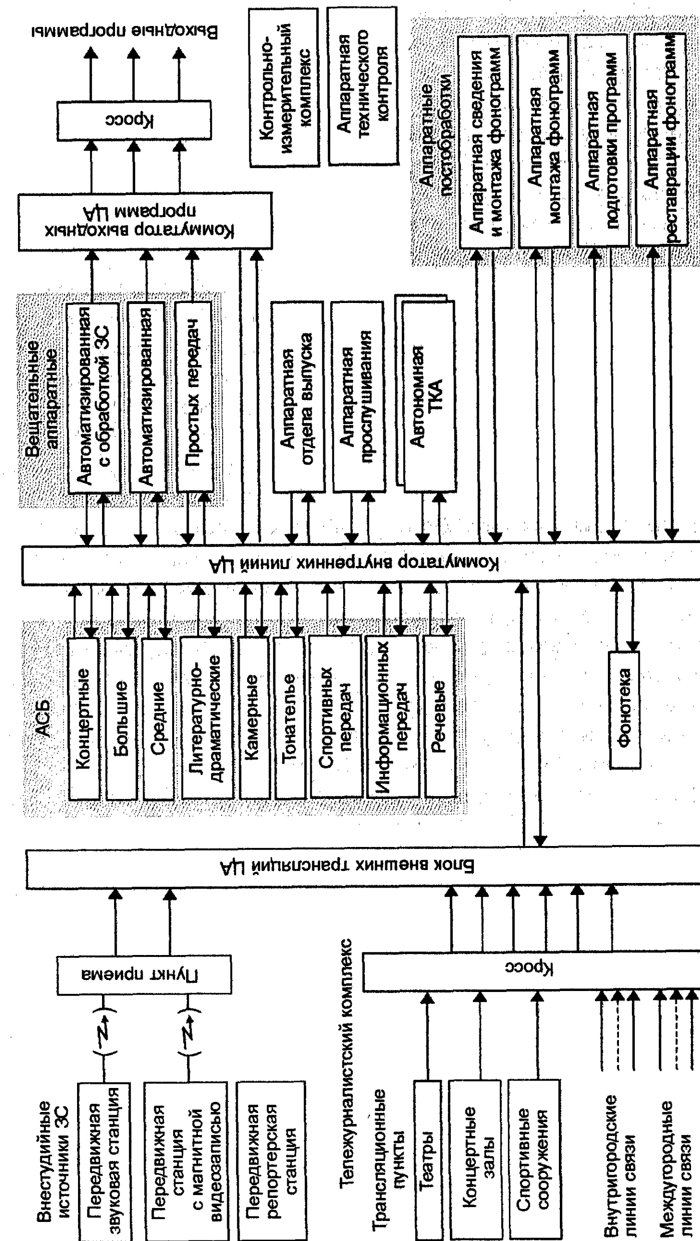



**Рис. 14.1.** Структура технических средств крупного центра формирования программ радиовещания

ля (ОТК) РД и ТЦ. Дежурный персонал ОТК проводит контрольные прослушивания, контролирует уровни вещательных сигналов. Для фиксации случаев технического брака и нарушений норм в аппаратной ОТК установлены магнитофоны и самописцы, регистрирующие уровни и другие параметры сигналов.

Согласование деятельности редакций по размещению подготавливаемых передач в сетке вещания ведет отдел координации, а управление выпуском программ — отдел выпуска. В отделе выпуска имеется аппаратная или рабочее место с коммутатором для оперативной связи с редакциями и аппаратными вещания. Диспетчер отдела выпуска руководит проведением передач и контролирует их ход, а в некоторых, особо оговоренных случаях, принимает решение об изменении сетки вещания.

Внутренние и внешние линии РД и ТЦ проходят через кроссовую. В ней установлены стойки или шкафы, при помощи которых осуществляют неоперативные или полуоперативные соединения (кроссировку) этих линий.

Особую роль в деятельности РД и ТЦ играет аппаратная реставрации фонограмм. В ней находятся технические средства, предназначенные для восстановления фонограмм, техническое качество которых не соответствует современным требованиям вещания и записи. Реставрируют фонограммы, записанные давно при помощи низкокачественных устройств записи, или фонограммы, техническое качество которых ухудшилось в результате долгого хранения. Существуют специальные аппаратно-программные средства и компьютерные станции для реставрации фонограмм.

В состав РД и ТЦ входит трансляционная аппаратная (ТА), в которую сходятся соединительные линии (СЛ) от городских трансляционных пунктов (ТП), расположенных в государственных и общественных сооружениях, зрелищных и спортивных учреждениях. Из ТП электрические сигналы поступают в АЗ и АВ.

Одной из наиболее важных служб РД и ТЦ является служба сбора, хранения и обработки информации, в которую непрерывно вводятся материалы, поступающие по телефонным, телеграфным, факсимильным и другим каналам передачи. Работники редакций имеют возможность обращаться к базам информации непосредственно со своих рабочих мест при помощи терминалов Должны обеспечиваться перевод, редактирование, хранение рабочих материалов и их оперативный вывод на дисплеи или печатающие устройства редакций

Система распределения звуковых и телевизионных сигналов обеспечивает персоналу редакций прослушивание и просмотр по внутренним линиям РД и ТЦ программ звукового и телевизионного вещания, создаваемых в данном РД и ТЦ и получаемых от внешних источников.

Для создания программ из фондовых записей предусмотрена служба автоматизированного хранения, поиска и доставки фоно- и видеограмм из фондов оперативного и долговременного хранения В крупных



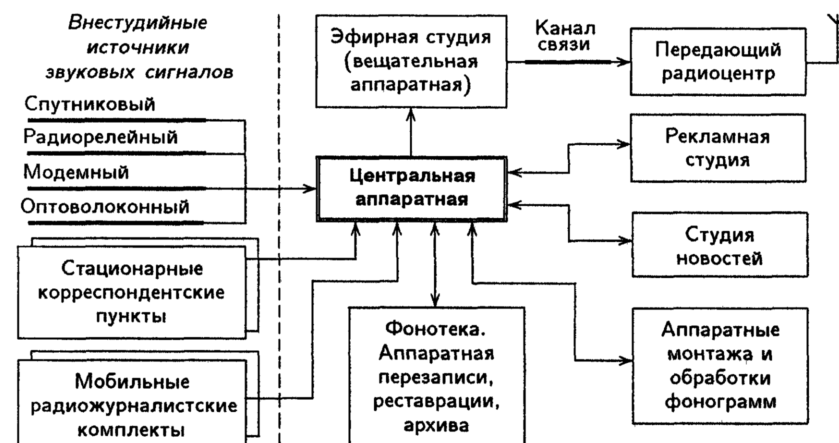



**Рис. 14.2.** Укрупненная структурная схема коммерческой радиостанции

РД и ТЦ возможно передавать электрические сигналы из хранилищ непосредственно в редакции или соответствующие аппаратные.

Важными для поддержания нормальной деятельности РД и ТЦ являются служба времени, из которой электрические импульсы подаются на электрические часы, расположенные в аппаратных, студиях, редакциях и других отделах, местная АТС, электроподстанция с вводами электроэнергии не менее чем от двух трансформаторных подстанций городской электрической сети, иногда резервная дизельная электростанция, установки кондиционирования воздуха, отопления и водоснабжения.

Целенаправленные действия административных служб РД и ТЦ облегчаются автоматизированной системой управления административной и хозяйственной деятельностью. Аналогичная автоматизированная система управляет работой технических служб. С ее помощью следят за использованием студий и аппаратных, занятостью персонала в подготовке и проведении передач.

На случай чрезвычайных обстоятельств оборудованы резервные АСБ, снабженные всем необходимым для работы в автономном режиме.

Организационная и техническая структура небольших радиокомпаний существенно проще. Аппаратно-студийный комплекс (рис. 14.2) уже давно работающей на рынке информационных услуг радиостанции имеет, как правило, несколько акустически обработанных помещений. В них размещаются: одна или две студии для приема гостей; вещательная аппаратная, откуда готовые программы выдаются в канал связи для доставки к передатчику; аппаратные монтажа и обработки фонограмм, в которых выполняется вся подготовительная работа по созданию собственных программ или их фрагментов; студия новостей; студия для подготовки рекламных вставок, а также фонотека, аппаратная перезаписи, реставрации и архива. Крупные радиостанции всегда имеют возмож-

ность получать программы от внешних источников, которые могут поступать по спутниковым, радиорелейным, модемным и оптоволоконным каналам доставки звуковых сигналов. Они могут иметь также несколько стационарных корреспондентских пунктов в городе (иногда даже и за его пределами) и мобильные журналистские комплекты аппаратуры для записи, редактирования и передачи всякого рода репортажей. Первичная запись речевых материалов осуществляется в студии новостей. В рекламной студии готовятся к выпуску местные рекламные вставки. Весь подготовленный материал поступает в вещательную аппаратную, где по спланированному расписанию выдается в эфир, там же происходит управление сеткой вещания и подачей рекламных вставок.

В эфире даже крупных коммерческих радиостанций собственные программы (выпуски новостей, репортажи корреспондентов, авторские, тематические и просветительские программы, реклама, концерты по заявкам слушателей, живой эфир с голосами радиослушателей и т.п.) составляют в среднем не более 2...4 часов в сутки. Остальное — это музыкальное вещание с готовых источников звуковых сигналов, ориентированное на конкретную возрастную группу слушателей.

## 14.3. Аппаратно-студийные блоки

В состав каждого АСБ входят студия и студийная аппаратная. Иногда при студии оборудуют две аппаратные — АЗ и АВ, несколько различающиеся составом оборудования. В АЗ чаще используют многодорожечные магнитофоны. Это позволяет раздельно записывать партии отдельных инструментов или групп инструментов, а потом объединять («сводить») фонограммы, вводя при этом в каждый тракт свои преобразования сигналов и регулируя соотношения «звучностей» инструментов и групп инструментов. Подчас звучание голосов солистов записывают позже, но синхронно со звучанием аккомпанирующего ансамбля. Помимо пульта, контрольных громкоговорящих агрегатов и магнитофонов аппаратная комплектуется стойкой устройств звуковых эффектов. В АВ для быстрого введения в передачу сигналов от разных внешних источников — ТП, АТС, МТС — помещают стойку оперативной коммутации. При АВ оборудуют телефонные кабины, предназначенные для приема вопросов от слушателей, т.е. для диалогов со слушателями.

Чтобы создать звукорежиссеру или режиссеру, ведущему передачу, более спокойную обстановку для работы, аппаратную иногда разделяют на две части — режиссерскую и техническую (рис. 14.3). Студия *1* связана с режиссерской *2*, а она в свою очередь с технической аппаратной *3* звуконепроницаемым окном *4*. В режиссерской размещают пульт звукорежиссера *5*, контрольные громкоговорящие агрегаты *6*, стойки *7* и *8* звуковых эффектов и управляющей ЭВМ. В технической располагают магнитофоны *9*, стойки коммутации и измерений *10* и *11*, щиток питания *12*. Для улучшения звукоизоляции студия связана с аппаратной



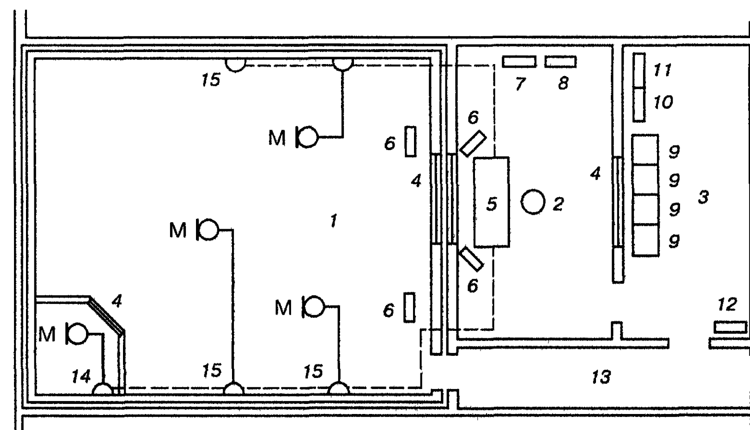



**Рис. 14.3.** Пример планировки и расположения оборудования в АСБ радиодома

и другими помещениями через тамбур *13*. Студии могут иметь отдельные кабины для исполнителей *14*.

## 14.4. Оборудование студий

Основным вещательным оборудованием студий являются микрофоны, пульт диктора, контрольные громкоговорящие агрегаты. Последние позволяют исполнителям прослушать только что сделанную запись и при необходимости изменить характер исполнения.

Устанавливаемые в студии микрофоны М связаны экранированным кабелем с микрофонными розетками *15* (см. рис. 14.3). Микрофонные цепи от розеток до пульта звукорежиссера проложены в стальных трубах. Они защищают микрофонные цепи от магнитных полей, создаваемых осветительной системой студии.

Пульт диктора представляет собой стол, на котором находятся два микрофона, кнопки включения микрофона и дистанционного включения магнитофона, сигнальные лампы, телефонный аппарат с оптическим вызывным сигналом. Диктор может связаться с аппаратной, отделом выпуска, редакцией, некоторыми другими службами. Для переговоров часто используют один из микрофонов пульта, а ответы слушают через небольшой громкоговоритель, вмонтированный в пульт. Стол диктора покрывают плотной тканью. Она предназначена для того, чтобы предотвратить интерференцию звука, идущего непосредственно от рта диктора к микрофону, и звука, отраженного от поверхности стола, и тем самым устранить частотные искажения, вызываемые интерференцией

Современные пульты диктора приобрели достаточно сложную структуру (рис 14.4) Для уменьшения влияния магнитных полей внешних источников на микрофонный кабель, идущий в СА, уровни сигнала увеличены при помощи микрофонного усилителя МУ, встроенного в

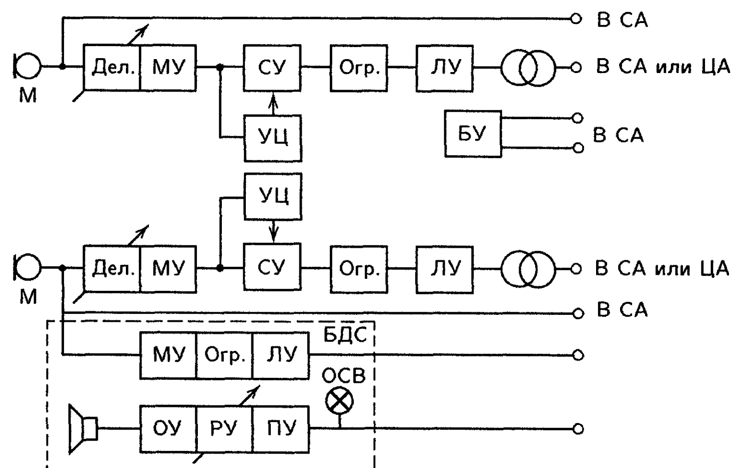



**Рис. 14.4.** Структурная схема пульта диктора

пульт. Ступенчатый делитель напряжения Дел. на входе пульта компенсирует различную чувствительность микрофонов М. Для выхода на ЦА в обход СА предназначен линейный усилитель ЛУ. Во избежание чрезмерных уровней сигнала, подаваемых с пульта в тракт, служит ограничитель максимальных уровней Огр. Интенсивности звука голосов дикторов и различных выступающих неодинаковы. Для выравнивания уровней в пульт встраивают стабилизатор среднего уровня СУ. Это — особый автоматический регулятор, усиление которого устанавливается в режиме «Репетиция», когда диктор в течение 5...6 с произносит несколько слов. При этом управляющая цепь УЦ автоматического регулятора «запоминает» уровень сигнала и соответствующим образом регулирует усиление СУ. Затем после нажатия кнопки «Микрофон включен» установленный средний уровень поддерживается регулятором неизменным. Номинальный уровень на выходе пульта довольно высок. Он составляет +6 дБ (напряжение 1,55 В). Итак, современный пульт диктора включает в себя большинство звеньев микрофонного тракта пульта звукорежиссера. В эфирных студиях коммерческих радиостанций после микрофона ведущего обычно включают микрофонный процессор

Диктор поддерживает двустороннюю телефонную связь с СА, ЦА отделом выпуска, редакциями при помощи блока дуплексной связи БДС В качестве микрофона используется один из микрофонов пульта Небольшой громкоговоритель, вмонтированный в пульт, получает ответный сигнал через предварительный (ПУ) и оконечный (ОУ) усилитель. Громкость регулируется регулятором уровня РУ. Имеется оптический сигнал вызова ОСВ.

На стене студии установлены светящиеся сигнальные надписи «Репетиция», «Приготовиться», «Микрофон включен», а также бесшумные электрические часы с часовой, минутной и секундной стрелками



## 14.5. Оборудование студийных аппаратных

Как указывалось ранее, студийные аппаратные в зависимости от назначения разделяют на аппаратные записи и вещания, звукорежиссерские и технические. В РД 3-го и 4-го классов АЗ и АВ объединяют с ЦА. На ТЦ для облегчения труда творческого и технического персонала студийную аппаратную разделяют на четыре части (рис. 14.5): режиссерскую *1*, звукорежиссерскую *2*, техническую аппаратную звука *3* и техническую видеоаппаратную *4*. Все эти части соединены со студией большими смотровыми окнами. Режиссер передачи дает указания операторам телевизионных камер о выборе и смене изобразительных планов, ведет монтаж изобразительного ряда. Звукорежиссер согласует с режиссером звуковой ряд передачи. Режиссер и звукорежиссер управляют передачей при помощи соответствующих пультов и устройств видео- и звуковых эффектов. Контроль сигналов ведется при помощи видеоконтрольных устройств и контрольных громкоговорящих агрегатов. Технический персонал управляет действием видеомагнитофонов и магнитофонов, ведет коммутацию источников и проверяет технические параметры сигналов.

В комплектовании студийных аппаратных пультами звукорежиссера, магнитофонами, устройствами звуковых эффектов, синтезаторами звука существует несколько направлений. Наряду с аппаратными, в которых установлено только аналоговое оборудование, имеются аппаратные «гибридного» типа с аналоговыми устройствами и цифровым управлением, а также чисто цифровые. Выбор того или иного решения определяется часто экономическими соображениями.

Различно решается структура пульта звукорежиссера, при помощи которого выполняются творческие и технические задачи: регулирование и преобразование электрических сигналов, редактирование и монтаж частей программы. В построении пультов преобладают два пути: 1) замена некоторых аналоговых устройств регулирования и преобразования сигналов цифровыми и введение цифровых устройств управления и контроля; 2) создание полностью цифровых пультов, обладающих расширенными технологическими возможностями.

Пример аналогового построения оборудования АСБ приведен на рис. 14.6. Сигналы из студии от микрофонов М поступают в СА по

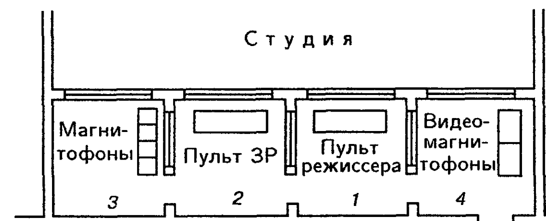



**Рис. 14.5.** Планировка и размещение оборудования в аппаратной АСБ телевизионного центра

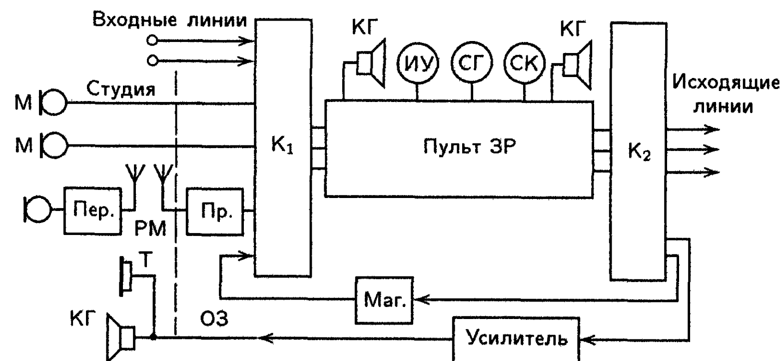



**Рис. 14.6.** Структурная схема аналогового оборудования АСБ

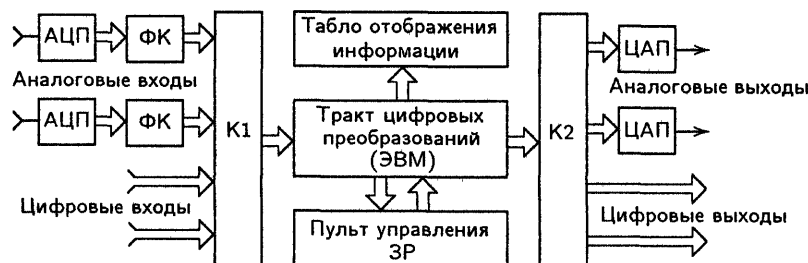



**Рис. 14.7.** Структурная схема цифрового оборудования АСБ

микрофонным кабелям или через тракт радиомикрофона РМ, содержащий передатчик дециметрового диапазона Пер. и приемник Пр. Кроме сигналов из студии, через входной коммутатор $K_1$ к пульту подводятся сигналы из других аппаратных РД, а также от внешних источников — ТП, АТС, МТС. Для субъективного и объективного контроля результатов регулирования сигналов служат контрольные громкоговорители КГ, измерители уровня ИУ, стереогониометр СГ и стереокоррелометр СК. Последние два прибора служат для проверки правильности фазирования сигналов стереопары и для оценки их совместимости Через выходной коммутатор $K_2$ сигналы направляются к магнитофонам Маг, в систему озвучивания студии ОЗ, в ЦА и другие аппаратные.

Упрощенная структура цифрового оборудования АСБ изображена на рис. 14.7. Сигналы на входе и выходе оборудования могут быть представлены в аналоговой и цифровой формах, во втором случае в формате студийной аппаратной, определенном Рекомендацией 647 МККР. В этом же формате соединяются отдельные функциональные устройства внутри АСБ: магнитофоны, проигрыватели компакт-дисков, устройства звуковых эффектов. Сигналы аналоговых источников (магнитофонов, микрофонов, входящих СЛ) предварительно подаются на АЦП, затем преобразуются в код аппаратной в формирователе кода ФК Сигналы, поступающие на аналоговые устройства (магнитофоны, контрольные громкоговорящие агрегаты и др.), декодируются в ЦАП. Сигналы, поступающие от ряда цифровых устройств, имеют частоту дискретизации, отличающуюся от стандартной частоты дискретизации СА, равной 48 кГц. Поэтому вначале производится передискретизация этих сигналов, а затем они преобразуются в формат кода аппаратной.



Сравнивая аналоговое и цифровое оборудование, следует сделать некоторые пояснения. Цифровое оборудование нуждается в аппаратно-программном обеспечении. Заметим, что рекламируемые параметры цифровых устройств не всегда соответствуют действительным. Так, часто объявляемый изготовителями динамический диапазон 96...98 дБ обычно является отношением сигнал/шум квантования. Если, например, установить, как это принято, запас на превышение номинального уровня 6...10 дБ, а запас на превышение уровня шумов квантования 20...25 дБ, то реальный динамический диапазон цифровой аппаратуры составит около 55 дБ, что вполне достижимо и в аналоговой аппаратуре. Сказанное не означает, что цифровое оборудование хуже аналогового. Достоинства первого хорошо известны. Эти примеры даны лишь для того, чтобы показать, что не всегда затраты на цифровую аппаратуру оправдаются. Часто выгоднее «гибридное» построение, при котором преобразования сигналов ведутся аналоговым способом, а управление и контроль — цифровым. Такое решение, как правило, уменьшает затраты.

## 14.6. Аппаратно-программный блок ТЦ и аппаратная вещания РД

В аппаратно-программном блоке ТЦ и аппаратной вещания РД формируются передачи и программы в целом из отдельных ранее подготовленных частей (фрагментов). Части, из которых формируется программа, как правило, уже прошли полное звукорежиссерское регулирование, монтаж и редакционную «правку» и аттестованы службой технического контроля. Поэтому сложного регулирования и преобразования сигналов в АПБ или АВ не предусмотрено, и оборудование в этих аппаратных проще, чем в АСБ и АМФ Зато здесь используется оборудование, предназначенное для автоматизации выпуска программ и отображения информации об источниках программ и состоянии тракта Формирование программ осуществляется переключением источников или переключением с наложением одного сигнала на другой (например, речевого на музыкальный) На крупных ТЦ и РД оборудование АПБ размещается в режиссерской и технической аппаратных

В АПБ и АВ с цифровым трактом входные и выходные сигналы могут быть аналоговыми и цифровыми, поэтому на входе включают АЦП, а на выходе — ЦАП Дистанционное управление, как и в других аппаратных, реализуется в соответствии с Документом 3245 EBU

## 14.7. Центральная аппаратная

Центральная аппаратная — основной коммутационный узел РД или ТЦ, предназначенный для распределения сигналов внутренних и внешних источников программ на внутренние линии АСК и исходящие СЛ. Основной задачей ЦА является соединение различных аппаратных между собой, введение в сигналы программ позывных, сигналов точного времени и некоторых служебных сигналов. Предусматриваются корректирование АЧХ входящих СЛ, слуховой контроль сигналов ЗВ, обеспечение диспетчерской связи со службами РД и ТЦ, при необходимости контрольная запись сигналов исходящих программ и некоторых служебных переговоров. Объем и состав оборудования ЦА зависят от числа выпускаемых программ, числа входящих и исходящих СЛ, а также аппаратных РД и ТЦ.

Структурная схема ЦА изображена на рис. 14.8. С входной кроссировочной стойки $КС_1$ сигналы поступают на входные блоки пульта ЦА. Блоки внутренних источников *1* РД и ТЦ содержат установочные регуляторы уровня РУ и разделительные усилители У, входные блоки внешних источников *2* (входящих СЛ) и корректирующие контуры КК. Далее сигналы проходят входной коммутатор $К_1$, тракты программ, содержащие ограничители максимальных уровней Огр, выходной коммутатор $К_2$, выходную кроссировочную стойку $КС_2$ и поступают на исходящие линии *3*. При этом обеспечивается возможность разветвления сигналов каждой из программ к нескольким потребителям.

Для зрительного и слухового контроля в ЦА предусматриваются измерители уровня (ИУ) и контрольные громкоговорители (КГ). Лампы $Л_1$ и $Л_2$ сигнализируют о том, что АВ и коммутационно-распределительная аппаратная КРА готовы к началу передачи.

В ЦА имеются электрические первичные часы ПЧ, от которых секундные импульсы поступают в сеть вторичных часов ВЧ, расположен-

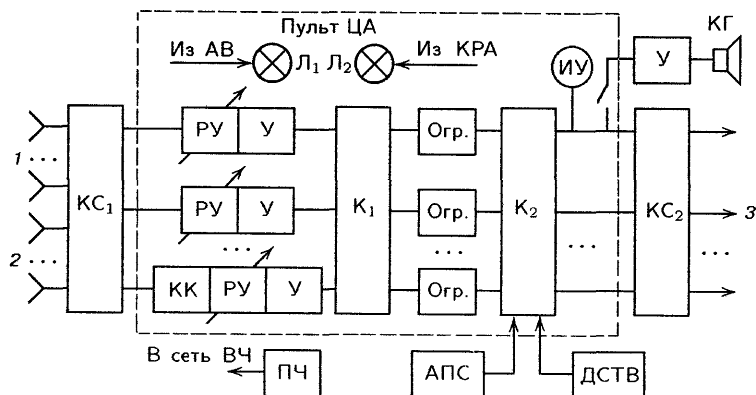



**Рис. 14.8.** Структурная схема оборудования центральной аппаратной



ных во всех помещениях РД и ТЦ: студиях, аппаратных, служебных помещениях. Для введения музыкальных сигналов опознавания программы имеется аппаратура позывных сигналов АПС. В Москве от датчика сигналов точного времени ДСТВ вводятся импульсы сигналов поверки времени. К этим же импульсам примешиваются измерительные импульсы для автоматического контроля состояния трактов, оценки коэффициента передачи, коэффициента гармоник и АЧХ.

Соединение и переключение цепей в коммутаторах $К_1$ и $К_2$ в оборудовании второго поколения осуществлялись при помощи электромагнитных реле, третьего поколения — при помощи электронных ключей или герконовых реле. Кроме двух цепей сигналов программ одновременно коммутируются вспомогательные цепи четырехпроводной телефонной связи и передача сигналов идентификации (опознавания) программ. В современных РД и ТЦ широко используют аппаратуру программирования переключений по заранее составленному расписанию, которое введено в память программирующего устройства. Предусмотрена возможность оперативного вмешательства в порядок и время переключений.

## 14.8. Трансляционные пункты и передвижные звуковые станции

В вещании широко используются трансляционные пункты (ТП), перевозимые и переносимые технические средства, предназначенные для формирования отдельных частей программы.

В зависимости от важности объекта и частости передач оборудуются стационарные или полустационарные ТП. В первых комплект оборудования устанавливается постоянно, во вторых — на время проведения передач. Стационарный ТП предназначен для проведения регулярных трансляций или записей. Стационарные ТП оборудуют в театрах, концертных залах, больших спортивных сооружениях. Они соединены с РД или ТЦ постоянными линиями связи — радиорелейными или кабельными. В специально оборудованных помещениях полустационарных ТП перевозимое или переносимое оборудование устанавливают на время трансляции. Для связи с РД и ТЦ используют передвижную радиорелейную станцию или телефонную линию, отключаемую на кроссе АТС от коммутационной аппаратуры и соединяемую на время трансляции с линией, идущей в РД или на ТЦ. Вторую линию используют для служебной связи с трансляционной аппаратной (ТА) РД или ТЦ и в качестве резервной. Если надежных линий связи нет, предпочитают вести запись непосредственно на месте, в помещении полустационарного ТП.

Для стационарного ТП в здании зрелищного предприятия оборудуют звукоизолированное помещение, связанное с залом смотровым окном. В ТП (рис. 14.9) находятся пульт звукорежиссера, контрольные громкоговорящие агрегаты КГ, магнитофоны М, стойка коммутатора линий КЛ, силовой щит СЩ. Трансляционный пункт должен получать

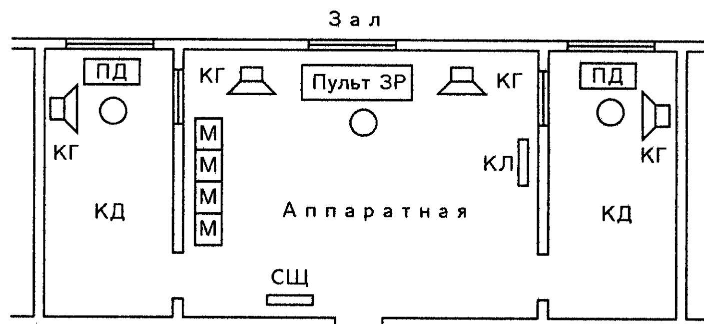



**Рис. 14.9.** Пример планировки помещений трансляционного пункта

электропитание бесперебойно, поэтому он имеет не менее двух вводов от разных силовых трансформаторных подстанций. Часто оборудуют не одну, а две кабины диктора КД. В одной находится диктор или комментатор, дающий пояснения в антрактах и по ходу спектакля или концерта. Во вторую кабину приглашают собеседников (например, режиссера спектакля или концерта, исполнителей, слушателей и зрителей) для высказываний о содержании и ходе постановки. В КД находятся пульт диктора ПД и КГ. Площадь аппаратной ТП составляет 6...9 м$^2$ и более, площадь КД — 3...4 м$^2$.

Особенностью трансляция спектаклей и концертов является наличие большого числа микрофонов. Например, в оперном театре микрофоны устанавливаются в оркестре, у рампы, по бокам сцены и в ее глубине. На концертах часто используют радиомикрофоны. Для повышения надежности иногда устанавливают два комплекта оборудования. Поэтому пульты ТП имеют большое число входных (микрофонных) трактов (до 32) и несколько независимых выходных трактов. Иногда тракты разделены на две группы и питаются от двух разных выпрямителей.

Более сложную структуру имеет оборудование телевизионных ТП, поскольку содержит тракты формирования сигналов звука и изображения.

Передвижные технические средства формирования, записи и передачи сигналов частей программ звукового и телевизионного вещания размещают в специально оборудованных автобусах. В перечень этих средств входят: передвижные телевизионные станции (ПТС), передвижные станции магнитной видеозаписи (ПВС), передвижные телевизионные станции с магнитной видеозаписью (ПТВС), передвижные репортажные телевизионные станции (ПРТС), передвижные звуковые станции (ПЗС), тележурналистский комплекс (ТЖК) Перечисленные технические средства различаются оборудованием и технологическими возможностями

В состав ПТС входит телевизионное и звуковое оборудование, передающая радиорелейная станция и вспомогательное оборудование С его



помощью регулируют исходные сигналы, записывают их на магнитную ленту, передают в ТА ТЦ. Передвижная станция видеозаписи содержит тот же комплекс устройств, кроме передающей радиорелейной станции, и действует обычно совместно с ПТС. Передвижная телевизионная станция так же, как и ПВС, не содержит передающего устройства, но отличается от нее развитыми средствами подготовки и регулирования сигналов звука и изображения. В ПРТС входит телевизионное и звуковое оборудование, отличающееся портативностью и малым временем развертывания, — портативные телевизионные камеры и видеомагнитофоны.

Оборудование передвижной звуковой станции (ПЗС), называемой иначе *автозвукопередвижкой*, предназначено для творческого и технического регулирования сигналов звука, их записи и передачи по линиям связи в ТА РД или ТЦ.

Тележурналистский комплекс (ТЖК) — переносное звуковое и телевизионное оборудование, предназначенное для оперативной записи сигналов звука и изображения при помощи портативного видеомагнитофона, совмещенного с телевизионной камерой. Для чисто звукового репортажа используются репортерские магнитофоны. Более расширенными возможностями обладают ТЖК с небольшим смесительным пультом, имеющим несколько входов, и автономным источником питания. Иногда в комплекс входит радиомикрофон.

## 14.9. Технология формирования программ звукового вещания

Создание программ ЗВ — сложный творческий, технический и технологический процесс, в котором участвуют большие коллективы программных и технических работников. В их распоряжении находятся устройства приема внешней информации — выходы абонентских телефонных линий и соединительных линий, телеграфные аппараты, дисплей факсимильной связи, внутренние источники — выходы линий, идущих из других аппаратных, фонограммы, хранящиеся в фонотеке, банк информационных данных, хранящийся в памяти ЭВМ, устройства регулирования и преобразования электрических сигналов ЗВ. Одни из этих устройств служат для формирования художественного образа программы, обогащения звучания, введения звуковых эффектов. Другие предназначены для того, чтобы сформировать электрические сигналы, удовлетворяющие правилам технической эксплуатации. Выполнение этих правил обеспечит нормальное действие оборудования трактов формирования, первичного и вторичного распределения электрических сигналов программ Нормируют максимальный и менее жестко минимальный уровень. Максимальные уровни не должны превышать отметки 0 дБ по шкале указателя уровня. Уровни соответствующие менее громким местам исполняемых произведений, должны регулироваться таким образом, чтобы минимальные показания ИУ не были меньше отметки

−25 дБ для музыки, −14 дБ для художественного чтения и драматических постановок, −10 дБ для информационных (речевых) передач. Допустимы и меньшие уровни, но их длительность не должна превышать 3 с. Для получения наилучшего художественного результата звукорежиссер заранее знакомится со звуковым материалом, подлежащим записи и выраженным в форме партитуры или сценарного плана, пользуется выработанными практикой приемами регулирования уровней и спектра, звуковыми эффектами.

Звукорежиссеру довольно трудно одновременно решать творческие задачи и поддерживать в заданных пределах электрические уровни сигналов. Чтобы снять с него чисто технические обязанности, широко используются автоматические регуляторы уровня, в том числе комбинированные. Однако их применение требует от звукорежиссера понимание принципов их действия, возможностей, областей применения. К сожалению, иногда органы управления АРУ устанавливают «на глаз», устройства не дают желаемого результата, поэтому следует опрометчивое заключение об их непригодности.

Современная технология формирования частей программы основана на раздельной записи электрических сигналов, источниками которых являются микрофоны, аналоговые или цифровые электронные музыкальные инструменты или синтезаторы. Это делается для того, чтобы независимо регулировать сигналы каждого источника. Перед каждым исполнителем или группой исполнителей устанавливают свой микрофон. Для лучшего разделения сигналов иногда некоторых исполнителей вместе с их инструментами помещают в отдельные звукоизолированные кабины. Разные составляющие ансамблевого звучания — голоса солистов, партии отдельных инструментов, звучание оркестровых групп и хора — записывают на разные дорожки ленты многодорожечного магнитофона. По необходимости партии разных исполнителей записывают даже в разное время. Можно записать партию какого-либо исполнителя, не занимая других участников ансамбля Это выгодно экономически и, кроме того, предоставляет более широкие возможности для создания наилучшего варианта звучания.

Для лучшего перекрытия шумов аппаратуры магнитной записи максимальный уровень электрического сигнала каждого источника устанавливают равным максимально допустимому (номинальному) уровню записи данного магнитофона. Лишь в дальнейшем, при сведении электрических сигналов различных источников в общую фонограмму звукорежиссер совместно с руководителем ансамбля принимает решение о желаемом соотношении громкостей (музыкальном балансе) отдельных инструментов, голосов солистов и оркестровых групп.

Части музыкального произведения записывают в разных вариантах. В окончательную фонограмму включают лучшие в художественном и техническом отношениях варианты. При формировании стереофонического сигнала распределением с разными уровнями монофонического



сигнала, записанного на одну из дорожек многодорожечного магнитофона, в каналы Л и П создают желаемое расположение КИЗ на линии базы громкоговорителей.

## 14.10. Автоматизация процессов подготовки и выдачи программ звукового вещания в эфир

Технология формирования программ достаточно сложна, требует много времени, включает в себя наряду с творческими задачами множество рутинных операций. К тому же это весьма дорогостоящий процесс. Снижение затрат может быть достигнуто лишь путем его максимальной автоматизации. Наиболее просто и самое главное эффективно это может быть реализовано лишь на базе применения цифровых технологий, обеспечивающих следующие преимущества:

- удобство, быстроту и возможность постоянного доступа к материалам, многократное их использования без потери качества, практически неограниченный срок хранения;
- эффективную и гибкую систему поиска информации, удобство ее обработки и хранения;
- эффективность работы обслуживающего персонала;
- возможность организации гибкой системы безопасности и учета, унификацию и взаимозаменяемость рабочих мест;
- гибкость структуры и возможность постепенного расширения аппаратно-программных средств комплекса автоматизированного радиовещания по набору и сложности выполняемых функций.

Типовая структура автоматизированного радиовещательного комплекса, учитывающая все этапы технологического процесса подготовки и выдачи программ в эфир, показана на рис. 14.10. Здесь на каждом этапе технологического процесса используются свои специализированные компьютерные рабочие станции с определенным аппаратно-программным обеспечением, устанавливаемым исходя из круга решаемых задач. Представленная структура содержит выделенные пунктиром функциональные блоки, каждый из которых в свою очередь может включать несколько рабочих станций. К числу этих основных блоков следует, прежде всего, отнести:

- блок первичного сбора материалов, включающий станции приема и записи телефонных репортажей, станции приема новостей подсистемы NEWSROOM, станции первичной записи музыкальных фонограмм, а также мобильные станции радиожурналистов;
- блок подготовки материалов к эфиру содержит ряд рабочих станций, предназначенных для записи, обработки, простого и сложного монтажа музыкальных фонограмм, обработки авторских текстов. телефонных репортажей и новостей; расшифровки репортажных фонограмм и музыкального их оформления,

Контроль
Запись эфира
Станция записи эфира
Администрирование
Организационные мероприятия
Коммерческий отдел
Работа с рекламой
Производство
Вещание программы в эфир
Станция автоматизированного вещания
Формирование фонотеки и архивирование
Сервер фонограмм
Формирование программы
Станция планирования музыкального эфира
Станция планирования сетки и расписания вещания
Подготовка материалов к эфиру
Студийная запись, монтаж и обработка музыкальных фонограмм
Станция простого монтажа фонограмм
Станция сложного монтажа фонограмм
Обработка и подготовка к эфиру текстовых материалов
Станция расшифровки репортажей
Станция обработки новостей подсистемы NEWSROOM
Первичный сбор материала
Мобильная станция радиожурналиста
Станция записи музыкальных фонограмм
Станция приема и записи телефонных репортажей
Станция приема новостей подсистемы NEWSROOM

**Рис. 14.10.** Блочно-модульная структура технологического процесса подготовки и выдачи программ в эфир



- блок формирования программы радиостанции, включающий рабочие станции для планирования сетки и расписания выхода в эфир программ радиовещания, программирования музыкального эфира, планирования загрузки аппаратных средств комплекса;
- блок вещания, позволяющий выдавать программы в эфир в автоматизированном и ручном режимах, делать рекламные и живые дикторские вставки, отбивки, заставки и т.п. с возможностью автоматического резервирования всех этих материалов;
- сервер фонограмм для централизованного хранения звуковых, текстовых и плановых материалов, базы данных архива и фонотеки, для управления и администрирования сети;
- блок радиомониторинга и записи эфира.

Итак, основными элементами при цифровой технологии являются рабочие станции на базе персональных компьютеров. При этом все необходимые для производства программ материалы хранятся в цифровом виде. Таким централизованным местом хранения большого числа материалов являются серверы.

Рабочие станции объединяются посредством локальной высокоскоростной сети (например, Ethernet) в общее информационное пространство. Система обеспечивает полностью безленточную и безбумажную технологию подготовки и выдачи в эфир любых радиовещательных программ. Подключение комплекса рабочих станций к глобальной сети Internet позволяет обмениваться данными с удаленными рабочими станциями, а также собирать информацию по всему миру. На базе каждой рабочей станции, входящей в состав того или иного блока технологического процесса радиокомпании, организуются автоматизированные рабочие места (АРМ) для персонала. Совокупность взаимосвязанных АРМ позволяет реализовать весь технологический процесс радиовещания от сбора и обработки информации и планирования сетки вещания до выпуска радиовещательных программ в эфир (рис 14 11). Необходимое число автоматизированных рабочих мест, конкретный состав оборудования каждого такого места зависят от формата вещания, видов, структуры и объема передач собственного производства

В России для автоматизации технологических процессов радиовещания сегодня широко применяются пакеты программ французской фирмы Dalet digital media system, американской фирмы Enco Systems, пакеты Vault Express, AVAir, AVProd, AVScheduler, News Boss, WaveStation, Automax, CBT Electronics b v , R Barth KG, а также продукты DT-FM, Ultra, Digiton ATM и DJin, DIGISPOT II отечественных фирм «Дигитон» и «Тракт» При их разработке использованы новейшие достижения информационных технологий, обобщен и учтен опыт и пожелания пользователей Примеры окон рабочих станций пакета Ultra представлены на рис 14 12

**Блок вещания**
- централизованное хранение звуковых текстовых и плановых материалов;
- управление ресурсами сервера и администрирование сети;
- выдача в эфир в автоматизированном и ручном режимах подготовленных программ, заставок, рекламы и пр.;
- мгновенное реагирование на изменения расписания, произведенные на других станциях;
- живые дикторские вставки;
- функция суфлера;
- система автоматического переключения с ретрансляции базового канала на вещание собственных программ или рекламных блоков и обратно по сигналу с головной радиостанции;
- возможность полуавтоматического резервирования;
- ведение протокола выдачи объектов в эфир

**Блок записи и подготовки**
- запись фонограмм от аналоговых и цифровых источников;
- цифровой неразрушающий монтаж и обработка фонограмм (регулировка уровней, микширование, шумоподавление, частотная и динамическая обработка, спецэффекты);
- музыкальное оформление речевых фонограмм;
- расшифровка репортажных фонограмм;
- возможность автоматического управления началом, окончанием записи по заданному порогу входного сигнала

Импорт/экспорт (редакторы)

Sound Forge Cool Edit

Линии от информационных агентств (E-mail, телекс, FTP-серверы)

**Блок обработки текстов (NEWSROOM)**
- автоматический прием, просмотр и сортировка сообщений от информационных агентств;
- поддержка различных форматов и кодировки сообщений;
- персональный доступ в банк данных новостей;
- поиск информации по различным критериям;
- обработка текстовых сообщений (редактирование, сборка);
- подготовка текстовых материалов для эфира



**Сервер**
- централизованное хранение звуковых, текстовых и плановых материалов;
- управление ресурсами сервера и администрирование сети

**Архив и фонотека**
- долговременное хранение звуковых, текстовых и плановых материалов (в том числе на компакт-дисках);
- восстановление звукозаписей;
- ведение базы данных архива;
- мощная и удобная система оперативного поиска информации по различным критериям;
- поддержка версий редактируемого объекта

**Блок планирования**
- оперативное изменение расписания с любой из станций сети;
- планирование загрузки аппаратных средств комплекса;
- учет в расписании времени прямых эфиров;
- составление организационных документов

Импорт/экспорт (музыкальные ротаторы)

Power Gold ПУМА

**Блок приема внешних линий**
- прием репортажей по телефонным линиям;
- доступ к Интернет;
- прием линий ISDN;
- подключение мобильных станций

ТЛФ ... ISDN Интернет

**Рис. 14.11.** Автоматизированный радиовещательный комплекс для подготовки и выдачи программ в эфир

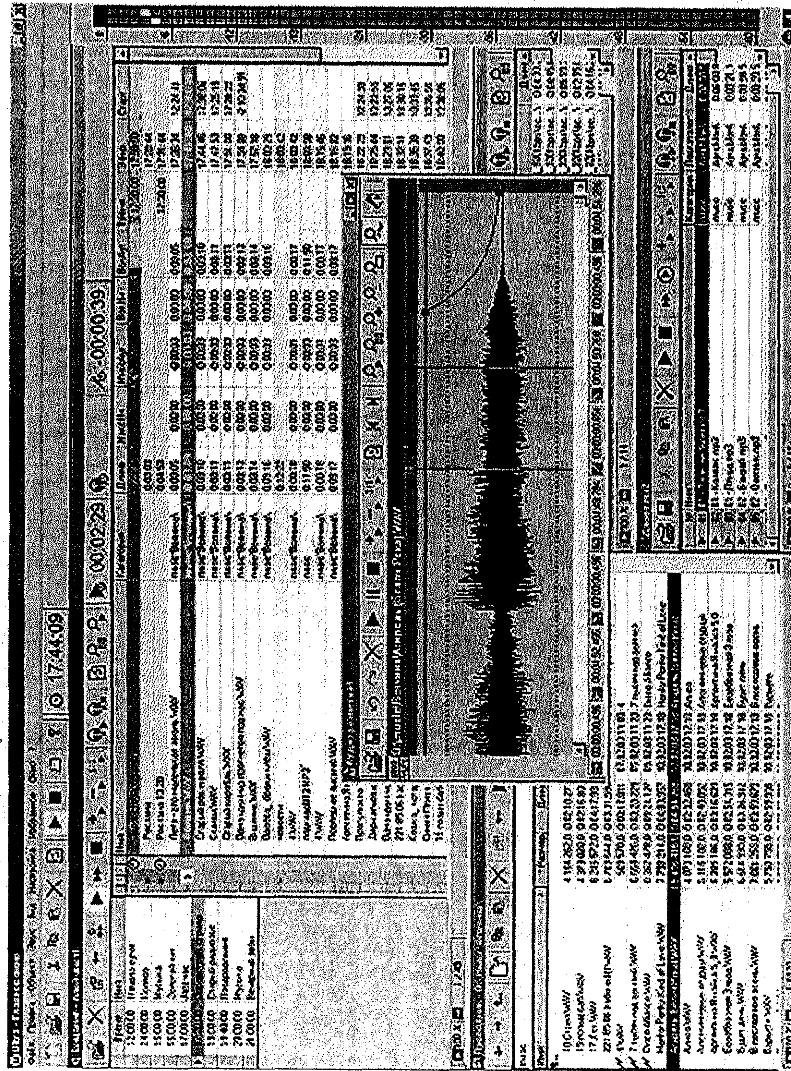


Рис. 14.12. Примеры окон пакета «Ultra-стандарт»



## 14.11. Диаграммы уровней вещательных устройств

Под *диаграммой уровней* понимают график изменения уровня напряжения или мощности сигнала в отдельных точках вещательного тракта. Диаграммы уровней строят и используют в ряде случаев: 1) при проектировании оборудования вещательных трактов с целью выявления «узких» мест тракта, в которых уровни сигнала недопустимо приближаются к уровню внутренних помех (шумов) тракта; 2) при настройке оборудования после его монтажа в РД или ТЦ; 3) при соединении различных устройств тракта между собою; 4) при проверке состояния устройств тракта и отыскании места повреждения.

Зная расчетные значения уровня в отдельных точках тракта и выражая их диаграммой уровней, решают вопрос о структуре тракта, т.е. о размещении различных регуляторов и усилителей в тракте, устанавливают номинальные значения уровней при настройке оборудования. Диаграмму уровней, построенную по результатам периодических измерений сверяют с расчетной и при необходимости вносят поправки, изменяя положение установочных регуляторов, поскольку отклонение измеренных уровней от номинальных значений приводит к ухудшению параметров качества оборудования. При снижении уровня против расчетного ухудшается отношение сигнал/шум, при повышении — увеличивается коэффициент гармоник. Необходимо соблюдать равенство номинальных уровней при соединении различных видов оборудования между собою. Грубые отклонения диаграммы уровней от расчетного свидетельствуют о неисправности оборудования.

Различают диаграммы уровней *по напряжению* и *по мощности*. Проще строить диаграмму уровней по напряжению, однако при этом можно потерять представление о мощности сигнала в отдельных точках тракта, что иногда бывает важно. Обычно диаграмму уровней строят по напряжению и, зная сопротивления нагрузок в различных точках тракта, определяют при необходимости уровень мощности в этих точках Диаграммы уровней по напряжению и по мощности совпадут в единственном случае. если сопротивления нагрузок в расчетных точках будут равны 600 Ом.

Диаграммы уровней строят для максимального и минимального значений акустического уровня, например для 20 и 0,02 Па, иногда для номинального уровня. Считается, что он должен быть выше максимально допустимого на 6 10 дБ Этот запас нужен для того, чтобы случайные превышения уровня сверх максимального расчетного не повлекли за собой недопустимое увеличение нелинейных искажений Ввиду различной чувствительности микрофонов максимальное значение входного электрического уровня оказывается несколько неопределенным Поэтому чаще всего за начальную точку принимают входное напряжение 1 мВ, которому соответствует входной электрический уровень −58 дБ Начальной точкой для построения диаграммы уровней по шумам служит

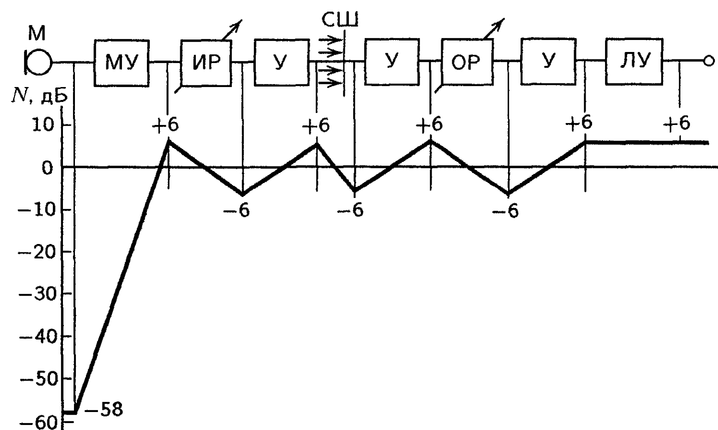



**Рис. 14.13.** Пример диаграммы уровней пульта звукорежиссера

напряжение внутренних шумов, приведенное (пересчитанное) ко входу оборудования, или расчетный уровень акустических шумов в студии — 30 дБ над порогом слышимости. Разность уровней сигнала и шумов определяет отношение сигнал/шум.

В пультах старых выпусков усиление было распределено между несколькими усилителями: микрофонным, промежуточным (иногда даже двумя) и линейным; уровни постепенно нарастали от входа к выходу аппаратуры. В настоящее время признанó, что более рационально сосредоточить основное усиление во входной части тракта и строить диаграмму уровней так, чтобы в последующих частях тракта уровни оставались примерно одинаковыми. Снижение уровня в звеньях, вносящих ослабление сигнала (регуляторы уровня и АЧХ, фильтры, смесительные шины) компенсируют усилителями, включенными после каждого такого звена. При таком построении уменьшается влияние внутренних и внешних помех, а звенья тракта могут соединяться в разных комбинациях, например для исключения из тракта неиспользуемых или поврежденных устройств.

Диаграммы уровней помещают под упрощенной структурной схемой тракта. Расчетные или измеренные значения уровней наносят на линии, опущенные из соответствующих точек структурной схемы, и соединяют прямыми линиями. Нарастающий или спадающий ход линий свидетельствует об усилении или ослаблении сигнала по тракту, а разность численных значений уровня на концах прямолинейного отрезка — о значении усиления или ослабления.

Рассмотрим в виде примера диаграмму уровней пульта звукорежиссера с усилением, сосредоточенным в начальной части тракта (рис. 14.13). На рисунке приняты обозначения: МУ — микрофонный (входной) усилитель; ИР и ОР — индивидуальный и общий регуляторы уровня, СШ — смесительная шина, У — усилители, компенсирующие ослабление предыдущего звена, ЛУ — линейный (выходной)



усилитель. Выходной номинальный уровень при подаче сигнала на магнитофоны или в ЦА принят равным +6 дБ (заметим попутно, что при подаче сигнала на СЛ выходной уровень должен быть не менее +15 дБ). Перепад уровней от −58 до +6 дБ определит необходимое усиление МУ, равное 64 дБ. Затухание, обусловленное установочным положением ИР и ОР, и эффективное затухание СШ примем равным 12 дБ. Эти данные позволяют построить диаграмму уровней, изображенную на рис. 14.13. Примем также, что уровень внутренних шумов тракта, приведенный ко входу, равен −133 дБ. Тогда отношение сигнал/шум составит (−58) − (−133) = 75 дБ. Соответствующая диаграмма уровней шумов лежит на 75 дБ ниже номинальной и на рис. 14.13 не показана.

Если в тракт входят звенья, коэффициент передачи которых изменяется с частотой, например в тракт включен корректирующий контур, то диаграммы уровней строят для нескольких частот и проверяют, не сближается ли уровень сигнала с уровнем собственных шумов или не превышает ли уровень сигнала номинальное значение.

## Контрольные вопросы

1. Перечислите оборудование аппаратных звукового вещания: студийных, звукозаписи, монтажа, центральной, коммутационно-распределительной, трансляционной. Каковы структурные схемы этих аппаратных?
2. Что входит в состав стационарного и передвижного трансляционных пунктов?
3. Чем отличаются структуры дикторских пультов с низким и высоким выходными уровнями?
4. Каковы особенности звуковых трактов телевизионных центров?
5. Перечислите задачи, решаемые путем автоматизации процессов подготовки и выдачи программ в эфир. Какие технические средства используют для решения этих задач?

*Глава 15*

# Тракты первичного распределения программ звукового вещания

## 15.1. Структура трактов

Тракт первичного распределения программ (ТПРП) звукового вещания — это часть электрического канала ЗВ, которая начинается на выходе центральной аппаратной РД или ТЦ и служит для подачи сигналов на радиовещательные передающие центры РЦ и системы проводного вещания (СПВ). Тракт первичного распределения содержит соединительные линии (СЛ), междугородные каналы ЗВ (МКЗВ) и аппаратные: коммутационно-распределительную (КРА) (в Москве центральную коммутационно-распределительную ЦКРА), междугородную вещательную (МВА) (в Москве — ЦМВА).

Структура ТПРП показана на рис. 15.1. Из ЦА РД (ТЦ) сигналы по СЛ поступают в ЦКРА, далее в ЦМВА, МКЗВ, МВА и КРА другого города, а затем по СЛ на радиовещательный передающий центр РЦ и центральную станцию проводного вещания ЦСПВ. Заметим, что СЛ, связывающие трансляционные пункты ТП, находящиеся в зрелищных или спортивных предприятиях, с РД и ТЦ, входят в состав ТФП, а СЛ, связывающие ЦСПВ с усилительными или опорными усилительными станциями (УС, ОУС), входят в состав ТВРП.

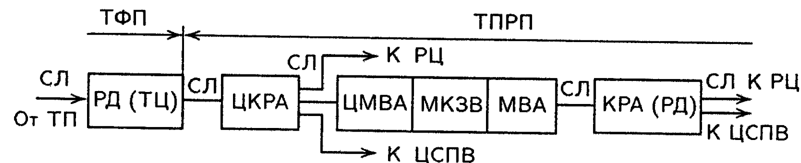



**Рис. 15.1.** Структура тракта первичного распределения сигналов программ

## 15.2. Соединительные линии

Соединительные линии — линии ограниченной длины, связывающие между собой различные территориально разнесенные аппаратные ЗВ. Сигналы программ передают по СЛ либо токами звуковой частоты (ЗЧ), либо модулированными токами ВЧ. Во втором случае используют многоканальные системы связи с частотным (ЧРК) или временны́м (ВРК) разделением каналов.



Специальные кабели для организации СЛ применяются очень редко. Как правило, на правах аренды используют симметричные пары городских кабелей связи: ТДС с экранированными парами жил диаметром 0,8; 1,2; 1,4 мм или ТЗЭ и ТЗ с жилами диаметром 0,9 и 1,2 мм. Нагрузкой СЛ служит входное сопротивление аппаратуры 600 или 150 Ом. Номинальное сопротивление нагрузки выбирают близким к модулю волнового сопротивления $|Z_\text{в}|$ симметричной пары кабеля на средних ЗЧ. В диапазоне звуковых частот $|Z_\text{в}|$ изменяется от нескольких тысяч ом на нижних частотах до одной-двух сотен на высоких, т.е. на порядок. Очевидно, что согласовать СЛ с нагрузкой невозможно.

Нормируются максимальный уровень на входе СЛ — обычно не более +15 дБ и на выходе СЛ — не менее 0 дБ. Превышение установленного уровня приведет к появлению заметных переходных помех на других парах кабеля. Норма на входной уровень установлена, исходя из реальных значений переходного затухания между парами кабеля. Уровень на выходе СЛ нормирован исходя из иных соображений. Если уровень станет меньше нормированного, то возрастет заметность помех, обусловленных флуктуационными шумами аппаратуры и пульсациями напряжения питания. Длина СЛ при указанных диаметрах жил составляет примерно 10 км. Для компенсации большего затухания в СЛ включают промежуточные усилители ПУ. При использовании жил диаметром 0,5 мм допустимая длина СЛ составляет примерно 5 км, поэтому ПУ необходимо включать чаще.

Рассмотрим физические процессы, протекающие в СЛ. В общем случае СЛ — это четырехполюсник с распределенными параметрами, в котором протекают волновые процессы. С учетом данного обстоятельства затухание СЛ рассчитывают по формуле

$$a = 20\lg\left|\operatorname{ch}(\gamma\ell) + \frac{Z_\text{в}}{R_\text{н}}\operatorname{sh}(\gamma\ell)\right|,$$

где $\gamma$ — коэффициент распространения; $\ell$ — длина линии; $Z_\text{в}$ — волновое сопротивление: $R_\text{н}$ — сопротивление нагрузки. Анализ поведения СЛ по этой формуле затруднен. Для качественного рассмотрения процессов можно считать, что волновые явления могут сказываться только в области верхних частот. Для симметричной кабельной пары фазовая скорость распространения на частоте 10 кГц составляет примерно $\nu = 2\cdot 10^5$ км/с, и длина волны $\lambda = v/F = 2\cdot 10^5/10^4 = 20$ км, т.е. существенно больше указанных длин линии. К тому же активное сопротивление нагрузки значительно шунтирует линию и возможность волновых явлений еще более уменьшается. Поэтому в большей части диапазона звуковых частот СЛ можно рассматривать как четырехполюсник с сосредоточенными параметрами, эквивалентная схема которого изображена на рис. 15.2 Здесь $R$, $L$, $G$, С — первичные километрические параметры линии; $\ell$ — ее длина.

Полное километрическое сопротивление проводов $Z = R +$

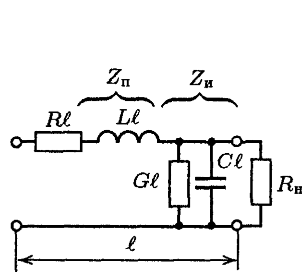



**Рис. 15.2.** Эквивалентная схема соединительной линии

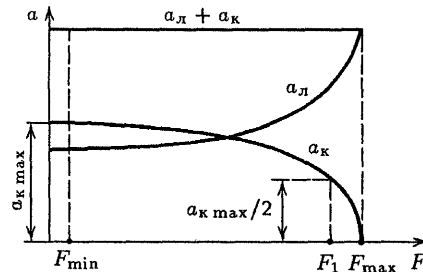



**Рис. 15.3.** Частотные характеристики затухания: линии $a_л$, корректирующего контура $a_к$, общая $a_л + a_к$

$+\mathrm{i}\omega L$ Ом/км. Модуль сопротивления проводов $Z_п = z\ell$ с ростом частоты увеличивается. Полная проводимость изоляции на 1 км $Y = G + \mathrm{i}\omega C$ Ом/км. Модуль сопротивления изоляции $|Z_и| = 1/|Y\ell|$ с ростом частоты уменьшается. Рассматривая эквивалентную схему как делитель напряжения, приходим к выводу, что коэффициент передачи этого делителя $K = |Z_и|/|Z_л + Z_и|$ с увеличением частоты будет уменьшаться, а затухание $a = 20\lg|1/K|$ расти. Рассмотренная картина носит чисто качественный характер, однако она хорошо согласуется с результатами измерений затухания СЛ.

Если возникающие амплитудно-частотные искажения превышают допустимое значение −1,5 дБ, необходимо исправлять АЧХ при помощи корректирующего контура КК. Общая зависимость $a_л + a_к$, где $a_л$ — затухание линии; $a_к$ — затухание контура, должна быть близка к горизонтальной прямой (рис. 15.3). В качестве КК применяют мостовой Т-образный, полный последовательный или скрещенный контур с расположением реактивных элементов, обратным тому, какое они занимают в эквивалентной схеме СЛ. В качестве примера на рис. 15.4 изображены схемы мостового Т-образного контура с двух- и трехэлементными ветвями. Второй контур дает более точную коррекцию, но сложнее в настройке. Для расчета элементов контуров по графику идеальной АЧХ контура определяют два вспомогательных параметра — коэффициент $k = 10^{a_{к\,max}/20}$ и частоту $F_1$, на которой затухание идеального контура $a_к$ равно половине максимального значения $a_{к\,max}/2$. При расчете элементов трехэлементного контура в качестве третьего параметра используют резонансную частоту $F_0$ колебательных контуров L1C1 и L2C2, причем $F_0$ делают равной максимальной расчетной частоте полосы пропускания СЛ Сопротивления $R_3$ берут равными характеристическому сопротивлению контура $Z_C$. Коэффициент $d = F_0/F_1 > 1$. Тогда расчетные выражения принимают вид

1) для КК с двухэлементными ветвями

$$R_1 = Z_c(k-1); \quad R_2 = Z_c/(k-1);$$



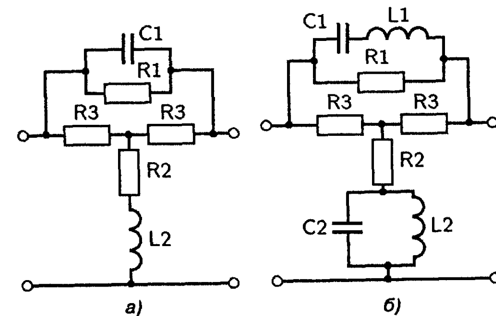



**Рис. 15.4.** Схема мостового Т-образного контура с двухэлементными (*а*) и трехэлементными (*б*) ветвями

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_1 Z_c}\frac{\sqrt{k}}{k-1}; \quad L_2 = \frac{Z_c}{2\pi F_1}\frac{\sqrt{k}}{k-1};$$

2) для КК с трехэлементными ветвями

$$R_1 = Z_c(k-1); \quad L_1 = \frac{Z_c}{2\pi F_1}\frac{k-1}{\sqrt{k}}\frac{1}{d^2-1}; \quad C_1 = \frac{1}{2\pi F_1 Z_c}\frac{\sqrt{k}}{k-1}\frac{d^2-1}{d^2};$$

$$R_2 = \frac{Z_c}{k-1}; \quad L_1 = \frac{Z_c}{2\pi F_1}\frac{\sqrt{k}}{k-1}\frac{d^2-1}{d^2}; \quad C_1 = \frac{1}{2\pi F_1 Z_c}\frac{k-1}{\sqrt{k}}\frac{1}{d^2-1}.$$

При использовании КК с двухэлементными ветвями расчетная кривая затухания совпадает с идеализированной в двух точках — при $a_{к\,max}$ и на частоте $F_1$, при КК с трехэлементными ветвями еще и на максимальной расчетной частоте полосы пропускания СЛ.

На СЛ большой протяженности связывающих, например, КРА с загородными РЦ для экономии числа пар проводов используют многоканальные системы с ЧРК и ВРК. Для их организации применяют типовую аналоговую и цифровую аппаратуру.

Для передачи стереофонических сигналов используют две одинаковые пары одного кабеля. При этом расхождения значений затухания АЧХ и ФЧХ будут наименьшими. Они обусловлены лишь конструктивными допусками на диаметр жил и толщину изоляции.

Пример структуры СЛ узла проводного вещания (УПВ) крупного города, связывающей ЦСПВ с опорной усилительной станцией (ОУС), приведен на рис. 15.5. На ЦСПВ расположен линейный усилитель ЛУ, предназначенный для питания большого числа СЛ (более 100) и потому имеющий мощность 400 Вт Его выходное сопротивление 9 Ом, а максимальное напряжение 60 В. Далее следуют трансформатор с секционированной вторичной обмоткой, дающий напряжения 6, 9, 14, 21 26 и 32 В для подключения СЛ с различным затуханием, КК с выходным сопротивлением 300 Ом. С целью компенсации затухания СЛ разделена на две части, между которыми включен промежуточный усилитель

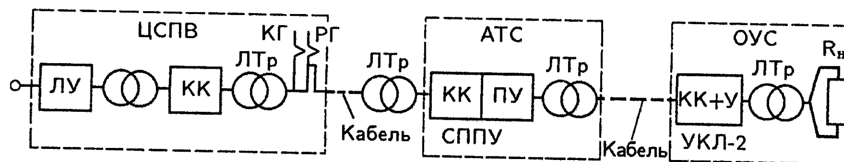



**Рис. 15.5.** Структурная схема СЛ, применяемая в МГРС

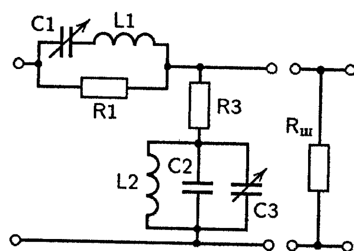



**Рис. 15.6.** Схема КК, примененного на СЛ в МГРС

ПУ. На АТС устанавливают стативы полупроводниковых промежуточных усилителей СППУ, содержащие 6 или 12 ПУ каждый. Чтобы не нарушать симметрии цепи, отрезки СЛ подключаются к станционным устройствам через симметрирующие линейные трансформаторы ЛТр с коэффициентом трансформации, равным единице. При очень большой длине СЛ с сопротивлением шлейфа более 1,6 кОм в нее включают второе СППУ с ПУ или в конце устройство УКЛ-2 (усилитель конца линии) с ЛТр на входе, состоящее из двух каскадов усиления, между которыми находится КК.

Схема КК показана на рис. 15.6. Кроме обычных элементов он содержит подстроечные конденсаторы С1 и С3. Модуль входного сопротивления линии меняется в диапазоне звуковых частот более чем на порядок (например, от 2 кОм на нижних частотах до одной-двух сотен ом на верхних). Для сохранения расчетной АЧХ корректирующего контура необходимо чтобы он был нагружен на расчетное сопротивление нагрузки. Для стабилизации нагрузки КК, включаемого в начале СЛ, на выходе контура включают комплексный шунт, состоящий из последовательно соединенных активного сопротивления и индуктивности с такими параметрами, что общее сопротивление шунта и входного сопротивления линии примерно постоянно в расчетном диапазоне частот. Для упрощения пользуются чисто активным шунтом $R_ш$. Его расчетное сопротивление 286 Ом при верхней границе полосы пропускания 10 кГц и 430 Ом при верхней границе 6 кГц.

## 15.3. Организация междугородных каналов звукового вещания

Тракты первичного распределения программ на основе МКЗВ строят в соответствии с перечнем и назначением программ ЗВ. Сеть трактов первичного распределения программ подразделяется на магистральную, внутризоновую и местную. Она построена на основе кабельных, радиорелейных и спутниковых систем связи по радиально-узловому принципу.

В зонах А и Б программы из Москвы поступают непосредственно к областным центрам. Магистральная сеть в зонах В, Г и М организована



кроме того еще и по региональному принципу. В регион входит несколько экономически и административно связанных республик, краев и областей. Они объединены общей структурой сети связи. В центрах регионов организуются региональные узловые магистральные вещательные аппаратные (РУМВА), а в оконечных пунктах магистральной сети — совмещенные вещательные аппаратные (СВА), выполняющие функции МВА и КРА. Там, где МВА не организованы, их задачи выполняют линейно-аппаратные цехи (ЛАЦ) магистральных сетевых станций (МСС). При региональном построении сети сигналы программ ЗВ проходят через центры регионов к областным городам. Для повышения надежности основные и резервные каналы МКЗВ организуют в разных системах связи. Та или иная система подачи сигналов программ выбирается после технико-экономического сравнения вариантов.

Внутризоновая сеть построена по радиальному принципу. Программы ЗВ из областных центров поступают к местным радиопередающим станциям и в районные центры каждой области, а оттуда на районные и сельские станции ПВ.

Эти принципы построения сети ТПРП реализуются при наличии наземных систем связи — кабельных и радиорелейных. При использовании спутниковых систем программы из Москвы через приемные станции спутниковой связи подаются непосредственно на местные радиопередающие станции и системы ПВ.

Во всех вещательных аппаратных, входящих в ТПРП, имеются устройства для проверки состояния и параметров качества МКЗВ. Значение контроля существенно возрастает ввиду повышения ответственности предприятий связи за качество звучания и создания службы сертификации.

## 15.4. Аналоговые междугородные каналы звукового вещания

Междугородные каналы звукового вещания, как правило, образуются в системах с ЧРК. Достаточно распространенной, хотя и сильно устаревшей является аппаратура АВ-2/3. С ее помощью объединяют два или три канала 12-канальной первичной группы (рис. 15.7). Некоторые параметры каналов приведены в табл. 15.1.

Структурная схема каналообразующей аппаратуры АВ-2/3 приведена на рис. 15.8,*а*. Спектр частот сигнала ЗВ преобразуется в спектр частот 4-го, 5-го и 6-го каналов 12-канальной первичной группы при помощи

несущей частоты 96 кГц, поступающей от генераторного оборудования многоканальной системы передачи. Сигнал, поступающий с СЛ, проходит КК, ФНЧ с частотой среза 6,4 или 10 кГц, звенья системы шумоподавления — сжиматель Сж и предыскажающий контур ПК, модулятор М, ограничитель максимальных уровней Огр, ФНЧ и ФВЧ, ограничивающие

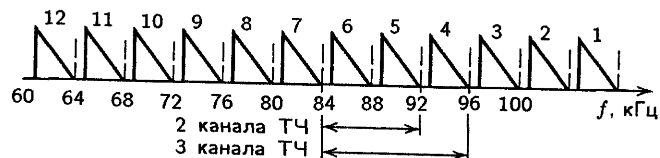



**Рис. 15.7.** Спектр сигналов первичной 12-канальной группы

Таблица 15.1

| | | |
|---|---|---|
| Число занимаемых телефонных каналов | 2 | 3 |
| Номера занимаемых телефонных каналов | 4, 5 | 4, 5, 6 |
| Занимаемая полоса частот, кГц | 89,6...95,95 | 86,0...95,95 |
| Ширина канала ЗЧ, Гц | 50...6400 | 50...10000 |

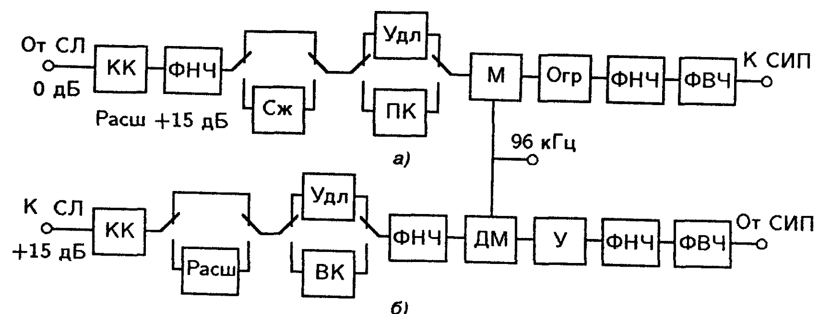



**Рис. 15.8.** Структурная схема аппаратуры АВ-2/3

спектр сигнала. Предусмотрен обход Сж и КК через удлинитель Удл. Затем однополосный сигнал поступает на стойку индивидуального преобразования СИП, где объединяется с сигналами остальных телефонных каналов, и далее поступает в групповой усилитель первичной группы.

Модулятор собран по фазоразностной схеме. Верхняя боковая АМ колебания и несущая 96 кГц подавляются. Ограничитель предназначен для того, чтобы защитить групповой тракт от чрезмерно большого сигнала ЗВ.

В приемном комплекте (рис. 15.8,*б*) происходят обратные преобразования. Сигнал ЗВ выделяется из спектра сигналов 12-канальной первичной группы с помощью ФНЧ и ФВЧ, поступает через усилитель У на демодулятор ДМ, ФНЧ с частотой среза 6,4 или 10 кГц, звенья системы шумоподавления — восстанавливающий контур ВК и расширитель Расш или в их обход через Удл, корректирующий контур КК, усилитель и далее в СЛ.

Наряду с сигналом ЗВ через весь тракт АВ-2/3 проходит контрольный сигнал с частотой 11 кГц. При прекращении передачи или уменьшении уровня сигнала ЗВ включается аварийная сигнализация.

Параметры качества канала ЗВ в аппаратуре АВ-2/3 таковы: неравномерность АЧХ не более 2,5 дБ, коэффициент гармоник не превышает 2,5 %, защищенность от взвешенной помехи не менее 75 дБ.



Аппаратура АВ-2/3 не пригодна для организации стереофонических каналов, так как восстановление несущей частоты в каждом пункте приема происходит автономно. В результате фазовые сдвиги между составляющими стереопары непрерывно изменяются и достигают сотен градусов. Кроме того, полоса передаваемых звуковых частот не соответствует Рек. J.21 МККТТ.

Модернизированная аппаратура вещания МАВ-2 предназначена для систем передачи с ЧРК внутризоновой и сельской сетей. Для образования канала ЗВ в ней, как и в АВ-2/3, занимают 4-й и 5-й каналы — тональной частоты (ТЧ) первичной 12-канальной группы.

Структурная схема МАВ-2 подобна структурной схеме АВ-2/3. Контрольный сигнал, как и в АВ-2/3, при занятии двух каналов ТЧ имеет частоту 7,2 кГц. Автоматические регуляторы уровня шумоподавляющей системы управляются среднеквадратичным значением суммы напряжений сигнала ЗВ и контрольного сигнала. Предусмотрено автоматическое устройство, поддерживающее постоянство остаточного затухания канала ЗВ. Оно управляется напряжением контрольного сигнала. При помощи напряжения этого сигнала включается и выключается оборудование сельских станций ПВ.

Более совершенными являются немецкая аппаратура MSt-15 и ее польский аналог SPKP-15 (рис. 15.9). Первичная 12-канальная группа полностью занята под два канала высшего класса с полосой частот 40...15000 Гц. Входные сигналы *Л* и *П* поступают на корректирующие контуры КК, исправляющие частотные искажения входящих СЛ, усиливаются усилителями У, далее проходят ФНЧ, ограничивающие полосу частот частотой 15 кГц и подводятся к сумматорам ($\sum$), где к ним добавляется пилот-сигнал с частотой 16,5 кГц, поступающий от генераторного оборудования ГО. Далее спектр сигналов подвергается частотным преобразованиям в преобразователях $П_1$, $П_2$, $П_3$. На $П_1$ от ГО подается несущая частота 95,5 кГц. После следуют полосовые фильтры ПФ, выделяющие нижние боковые полосы модуляции сигналов *Л* и *П*, а также вырезающие фильтры ВФ, подавляющие несущую частоту 95,5 кГц. Далее сигналы проходят устройства шумоподавления, состоящие из предыскажающего контура ПК и сжимателя Сж, и ограничители максимальных уровней Огр.

Второе преобразование осуществляется на несущей частоте 322,5 кГц, третье — в канале Л на частоте 336 кГц, а в канале П на частоте 504 кГц. Использование трех ступеней преобразования частоты обеспечивает большой разнос между несущими частотами и используемыми боковыми полосами модуляции, что позволяет ослабить требования к крутизне частотных характеристик затухания ПФ, упростить и удешевить последние.

После всех преобразований сигнал канала Л занимает полосу частот 67,2...81,97 кГц, сигнал канала П — 86,03. .101 кГц. Пилот-сигналы ка-

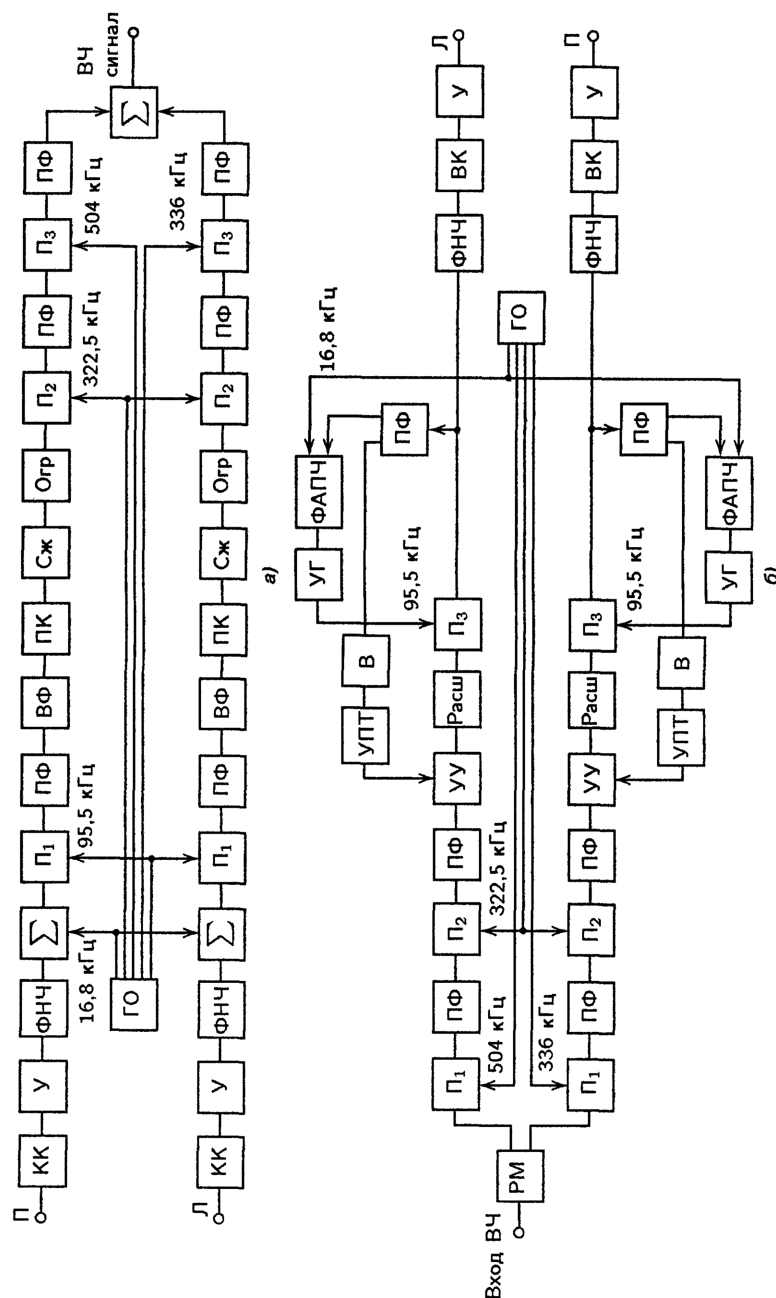


Рис. 15.9. Структурная схема аппаратуры MSt-15



налов Л и П занимают соответственно частоты 65,2 и 102,8 кГц, Далее сигналы *Л* и *П* соединяются в сумматоре, образуя стереофонический сигнал в полосе частот 12-канальной группы 60...108 кГц. На выходе МКЗВ (рис. 15.9,*б*) сигналы разделяются фильтрами, входящими в состав блока разветвителя мощности РМ, и проходят три ступени обратного преобразования частот. На первой ступени преобразование осуществляется на несущих частотах 330 и 504 кГц, на втором — на несущей частоте 322,5 кГц. В результате первого и второго преобразований сигналы *Л* и *П* переносятся в область частот 78,7...95,47 кГц. Несущая частота третьего преобразования генерируется управляемым генератором УГ, ведомым устройством фазовой автоподстройки ФАПЧ, которое реагирует на разность фаз пилот-сигнала, выделяемого ПФ, и колебания с частотой 16,8 кГц, создаваемого местным ГО. При совпадении частот на входах фазовых детекторов устройство ФАПЧ вырабатывает напряжение с частотой 95,5 кГц; при их расхождении несущая частота третьего преобразователя приемного устройства подстраивается под несущую частоту преобразователя $П_1$ передающего устройства. В результате смещения спектра выходного сигнала не происходит. Использование одного ГО позволяет избежать случайного разбаланса фаз сигналов *Л* и *П*.

При помощи пилот-сигнала устраняется также разбаланс коэффициентов передачи сигналов стереопары в каналах Л и П. Выпрямленное и усиленное усилителем постоянного тока УПТ напряжение пилот-сигнала изменяет коэффициенты усиления управляемых усилителей УУ в зависимости от коэффициентов передачи каждого канала. Таким образом, каждый канал имеет две цепи управления и регулирования — по частоте и коэффициенту передачи.

Оборудование MSt-15 установлено на некоторых магистральных сетях нашей страны.

## 15.5. Каналы звукового вещания в цифровых системах передачи

В цифровых системах передачи (ЦСП) используют импульсно-кодовую модуляцию (ИКМ). Частота дискретизации сигнала телефонного канала с верхней частотой 3,4 кГц принята равной 8 кГц. Применяется 8-разрядный код с неравномерным квантованием. Скорость цифрового потока при этом составляет $v = f_д m = 64$ кбит/с. Эта скорость в ЦСП является наименьшей, и канал, по которому ведется передача с такой скоростью, называют основным цифровым каналом (ОЦК). На его основе строят более скоростные каналы и тракты.

На рис. 15.10 в виде примера показана временна́я структура цикла 30-канальной системы ИКМ. Каждому телефонному каналу с 1-го по 30-й отведен определенный промежуток времени в цикле. Часть цикла занимают служебные каналы и каналы синхронизации. Наращивание объема передаваемой информации достигается путем увеличения скорости передачи. Различают субпервичный цифровой канал со скоростью

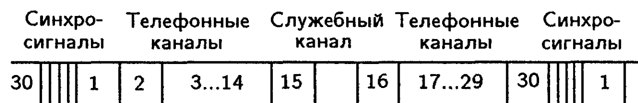



**Рис. 15.10.** Временная структура цикла 30-канальной системы ИКМ

передачи 480, первичный — 2048, вторичный — 8448, третичный — 34386 и четвертичный — 139464 кбит/с.

Высокая достоверность передачи по ЦСП сделала актуальной передачу по ним сигналов ЗВ, в том числе стереофонических. При передаче сигналов цифрового вещания параметры аналого-цифрового преобразования выбирают такими, чтобы результирующая скорость цифрового потока была кратна скорости одного из типовых каналов или трактов. Цифровые сигналы ЗВ передают по кабельным, волоконно-оптическим, радиорелейным, спутниковым линиям связи. В зависимости от системы связи и среды распространения сигналам ЗВ придают такой вид, при котором их параметры в наибольшей степени соответствуют свойствам линии связи. Учитываются также помехи, характерные для данной линии.

При сочленении тракта формирования программ ТФП с цифровым ТПРП возможны следующие варианты: 1) аналоговый ТФП соединяется с ТПРП через АЦП; 2) цифровой ТФП соединяется с ТПРП через аналоговый интерфейс; 3) цифровой ТФП соединяется с ТПРП через цифровой интерфейс без перехода к аналоговой форме. В последнем случае необходимость в АЦП на входе ТПРП отпадает, но возникает задача сопряжения цифровых сигналов на выходе ТФП и входе ТПРП. В оборудовании ТФП принята частота дискретизации ЗС, равная 48 кГц, а при организации цифровых каналов для передачи сигналов ЗВ с высшей частотой 15–32 кГц.

В зависимости от применяемого метода сжатия цифрового потока могут различаться и скорости передачи. К тому же, если цифровой сигнал ЗВ вводится в ТПРП совместно с другими сигналами, скорость цифрового потока, предназначенного для ЗВ, должна быть кратной скорости основного цифрового канала, равной 64 кбит/с. При переходе сигнала ЗВ из одной ЦСП в другую с отличающимися параметрами потребуется согласование скоростей и форматов передаваемых сигналов. Известно, что организовать канал ЗВ со скоростью передачи $64 \times 5 = 320$ кбит/с можно, например, с применением метода почти мгновенного компандирования (ПМК) при частоте дискретизации ЗС, равной 32 кГц. При этом в потоке, передаваемом со скоростью 2048 кбит/с, можно передать три стереофонических программы. При использовании других методов аналого-цифрового преобразования можно организовать передачу сигналов ЗВ со скоростью 384 кбит/с и большей. В этом случае в первичной ЦСП удается организовать два стереофонических и один монофонический канал ЗВ. Из этих примеров видно, насколько остро стоит проблема уменьшения скорости цифрового потока при передаче сигналов ЗВ (см. гл. 12).



Примерами ЦСП, в которых организуются каналы ЗВ, являются системы ИКМ-12М, ИКМ-15, ИКМ-30.

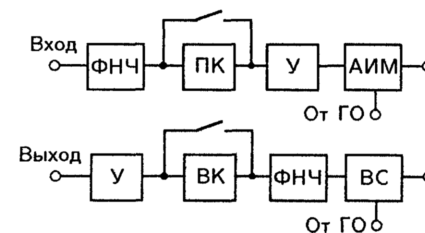



**Рис. 15.11.** Структурная схема аппаратуры ИКМ-12М

Аппаратура ИКМ-12М и ИКМ-15 предназначена для сельской связи. В этой аппаратуре можно организовать один канал ЗВ с полосой частот 0,1...6,4 кГц взамен двух телефонных каналов. Структурная схема тракта ЗВ аппаратуры ИКМ-12М приведена на рис. 15.11. Передающая часть аппаратуры содержит ФНЧ с граничной частотой 6,4 кГц. Далее следует предыскажающий контур ПК, частотная характеристика затухания которого в соответствии с Рекомендацией J.31 МККТТ имеет спад на верхней частоте на 16 дБ по сравнению с затуханием на нижних частотах. Усилитель У обеспечивает требуемое напряжение на входе амплитудно-импульсного модулятора АИМ. Частота дискретизации ЗС равна 16 кГц. В аппаратуре ИКМ-12М канальные последовательности сигнала ЗВ занимают 6-й и 12-й канальные интервалы, в аппаратуре ИКМ-15 — 8-й и 15-й. Приемная часть состоит из временнóго селектора ВС, ФНЧ с граничной частотой 6,4 кГц, восстанавливающего контура ВК с АЧХ, обратной АЧХ ПК, и усилителя, на выходе которого обеспечивается номинальный выходной уровень 8,5 дБ на сопротивлении нагрузки 600 Ом.

В аппаратуре ИКМ-30 взамен четырех телефонных каналов образуется канал ЗВ с полосой частот 50...10000 Гц. Он занимает интервалы 1-й, 9-й, 17-й, 26-й. Частота дискретизации равна 32 кГц. Применено 8-разрядное нелинейное компандирование по закону А-87,6/13 (см. гл. 12).

Аппаратура ИКМ-В6/12 предназначена для образования каналов ЗВ в первичных трактах ЦСП. Она может быть использована на всех участках вторичной сети для образования МКЗВ на магистральной и внутризоновой сетях и СЛ между вещательными аппаратными. Возможно образование шести каналов с полосой частот 30...15000 Гц или 12 каналов с полосой частот до 7 кГц. Кодирование ведется с применением метода ПМК. Вместо шести монофонических можно организовать три стереофонических канала.

Аппаратура ОЦВ-480 предназначена для образования каналов ЗВ с полосами частот 30...15000 и 50 ..6400 Гц в первичных цифровых трактах. Цифровая скорость для каналов с максимальной частотой 15 кГц составляет 480 кбит/с. Двум каналам ЗВ с максимальной частотой 6,4 кГц также соответствует скорость цифрового потока 480 кбит/с. В стандартном цифровом потоке со скоростью передачи 2048 кбит/с организуются четыре канала ЗВ с полосой частот 15 кГц, или две стереопары, или восемь каналов с полосой частот 6,4 кГц.

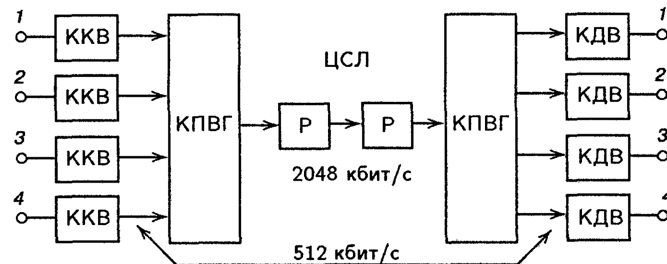



**Рис. 15.12.** Упрощенная структурная схема передающего и приемного комплектов аппаратуры ОЦВ-480: ЦСЛ — цифровая соединительная линия; Р — регенераторы

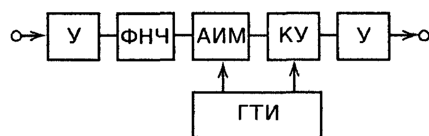



**Рис. 15.13.** Структурная схема блока ККВ

Упрощенная структурная схема передающего и приемного комплектов аппаратуры ОЦВ-480 приведена на рис. 15.12. В состав ОЦВ входят комплекты кодирования и декодирования (ККВ и КДВ соответственно) и комплект первичного группообразования КПВГ, формирующий из четырех цифровых потоков по 512 кбит/с каждый первичный цифровой поток со скоростью 2048 кбит/с. В цифровую СЛ включены регенераторы Р.

Аппаратура ОЦВ на городских СЛ занимает для передачи линейные тракты системы ИКМ-30. Вместо четырех монофонических организуются два стереофонических канала. Кодирование осуществляется в блоке ККВ (рис. 15.13). Через входной усилитель сигнал поступает на ФНЧ, ограничивающий спектр высшей частотой 15 кГц, далее на АИМ. В кодирующем устройстве КУ производится нелинейное квантование и 12-разрядное кодирование сигнала со сжатием динамического диапазона. Действием АИМ и КУ управляет генератор тактовых импульсов ГТИ. В процедуры кодирования входит определение полярности мгновенного значения сигнала, определение номера сегмента характеристики сжатия (рис. 15.14), соответствующего кодируемому сигналу, и линейное кодирование сигнала в пределах выбранного сегмента. Кодовая группа, соответствующая одному отсчету, состоит из 12 символов: первый характеризует полярность отсчета, второй и третий — номер (в двоичном коде) сегмента, в пределах которого располагается значение кодируемого отсчета. Двухразрядных кодовых комбинаций оказывается достаточно, поскольку характеристика сжатия содержит четыре сегмента. Последующие девять символов используются для линейного кодирования отсчета ЗС в пределах сегмента. Следовательно, линейная шкала в пределах каждого сегмента содержит $2^9 = 512$ шагов квантования. Значение шага квантования от сегмента к сегменту увеличивается в 2 раза.

При формировании общего цифрового потока для каждой кодовой комбинации используется 16 позиций, 12 из них заняты информационными символами, один — передачей информации об уровне сигнала



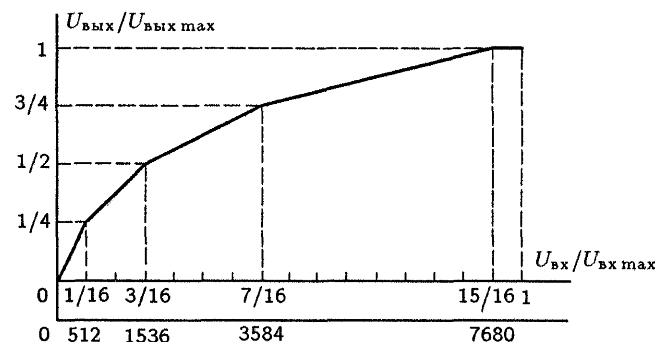



**Рис. 15.14.** Характеристики сжатия динамического диапазона сигнала аппаратуры ОЦВ-480

в аналоговой части системы выше или ниже заданного, один — для защиты от ошибок в шести старших разрядах кодовой группы отсчета ЗС. Этот символ выбирается таким образом, чтобы число единиц в защищаемых шести разрядах всегда было нечетным. Если при приеме число единиц окажется четным, это будет означать, что при передаче произошла одиночная ошибка. В данном случае кодовая группа, содержащая ошибку, не декодируется, а заменяется предыдущей. Тем самым ошибка маскируется.

На выходе блока ККВ сигнал представляет собой последовательность импульсов, причем символу единица соответствует появление импульса, а символу нуль — его отсутствие.

Синхронно-синфазное объединение и разделение цифровых потоков происходит в блоке КПВГ. Последовательность символов разбита на циклы, каждый из которых содержит 64 позиции. Длительность цикла 31,25 мкс. Два последовательных цикла образуют сверхцикл длительностью 62,5 мкс. Первый из двух циклов, входящих в сверхцикл, содержит сверхцикловый синхросигнал (последовательность четырехсимвольных групп вида 0000 или 1111). Он передается на первых четырех позициях. Остальные 60 позиций заняты информационными символами. Во втором цикле сверхцикла первая и вторая позиции заняты сигналами служебной связи, третья — сигналом вызова служебной связи, четвертая — для передачи на приемную станцию извещения об отсутствии сверхцикловой синхронизации. Остальные 60 позиций второго цикла также заняты информационными символами.

Структурная схема передающей части КПВГ изображена на рис. 15.15,*а*, приемной части — на рис. 15.15,*б*. На вход устройства объединения УО поступают четыре синхронно-синфазных цифровых потока. Туда же поступают в цифровой форме сигналы служебной связи, вызова и извещения об отсутствии свехцикловой синхронизации. Первичный поток формируется методом посимвольного объединения. Сформированный цифровой поток в скремблере С складывается с периодически

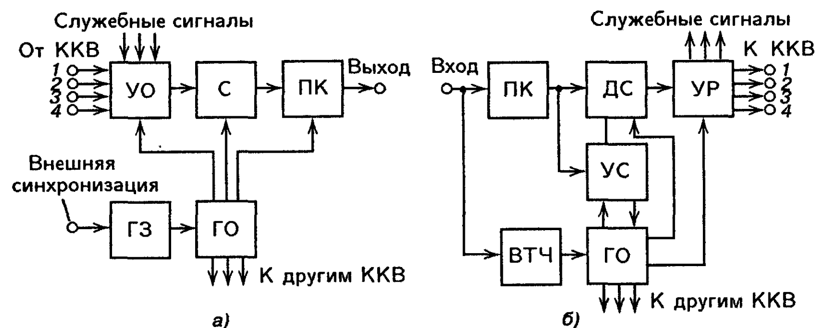



**Рис. 15.15.** Структурная схема передающей части блока КПВГ

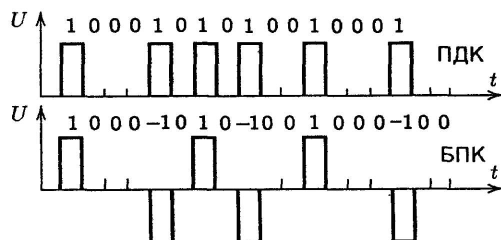



**Рис. 15.16.** Преобразование простого двоичного кода в биполярный

повторяемой псевдослучайной последовательностью импульсов. Свойства скремблированного сигнала приближаются к свойствам случайной последовательности. Это улучшает условия действия оборудования линейного тракта и выделителя тактовой частоты ВТЧ в приемной части оборудования КПВГ. Для сопряжения передающей части КПВГ и оборудования линейного тракта используют преобразователь кода ПК, в котором простой двоичный код (ПДК) превращается в линейный биполярный (БПК) с чередованием полярности импульсов (рис. 15.16). Полярность импульсов, соответствующих символу единица, поочередно меняется, а символы нуль передаются пробелом, как в исходном коде. Основная часть спектра сигнала такого вида смещается в область полутактовой частоты. Постоянная составляющая у кода с чередованием полярности отсутствует, уровень НЧ составляющих мал, что облегчает его передачу по цепям с трансформаторами и переходными емкостями.

Действием УО, С и ПК управляет блок генераторного оборудования ГО, на который через задающий генератор ГЗ подается сигнал внешней синхронизации.

В приемной части КПВГ (см. рис. 15.15,*б*) сигнал поступает на ПК. В нем биполярный код превращается в однополярный. В ВТЧ формируются импульсы тактовой синхронизации. Из ПК групповой сигнал поступает в дескремблер ДС и одновременно на устройство синхронизации УС. Последнее контролирует синхронизм передающей и приемной



частей КПВГ и восстанавливает его после потери. С ДС сигналы поступают на устройство разделения УР. Групповой сигнал разделяется на четыре исходных, одновременно выделяются сигналы служебной связи, вызова и извещения о потери сверхцикловой синхронизации.

В комплекте декодирования проверяются шесть старших символов кодового слова на нечетность и формируется сигнал считывания (записи) информации в регистр декодера. Если число четное, сигнал считывания не формируется и кодовая группа заменяется предыдущей. Затем цифровой сигнал преобразуется в АИМ сигнал и, наконец, при помощи ФНЧ выделяется сигнал ЗЧ.

## 15.6. Передача сигналов звукового вещания по радиорелейным линиям связи

Для передачи сигналов в высокочастотном стволе РРЛ используют полосу частот от 50 Гц до 9 МГц. В полосе до 6 МГц размещают телевизионный сигнал изображения или 1920 телефонных каналов. Полоса частот от 6 до 9 МГц отводится для передачи на поднесущих частотах от двух до четырех сигналов ЗВ, в том числе звуковой части телевизионной программы. Частота 9,023 МГц используется для передачи пилот-сигнала. Любые два канала одного ствола РРЛ можно использовать для стереопередачи, поскольку по различию коэффициентов передачи, разности фаз, коэффициенту гармоник и переходному затуханию они удовлетворяют требованиям, предъявляемым к стереоканалам.

Максимальная девиация частоты в каждом канале ЗВ составляет ±100 кГц. В последних разработках аппаратуры РРЛ в каналы ЗВ введены частотные предыскажения с постоянной времени 50 мкс, что улучшило защищенность каналов от шумов и помех на 3...5 дБ.

На основе аналоговых стволов РРЛ созданы и эксплуатируются цифровые тракты ЗВ. Ствол аналоговой РРЛ либо полностью занят для передачи цифровых сигналов, либо в аналоговом телевизионном или многоканальном телефонном стволе дополнительно к каналам телевидения и телефонии образуют цифровой тракт (рис. 15.17). В нижней части группового спектра размещаются спектры сигналов служебной связи (СС), телеуправления (ТУ) и от 1020 до 1320 телефонных спектров (ТЛФ). Выше расположены один или два канала ЦСП со скоростью 8448 кбит/с, а на поднесущей частоте $F_п = 7{,}68$ МГц — цифровые каналы ЗВ. Частота пилот-сигнала $F_{пс} = 9{,}023$ МГц.

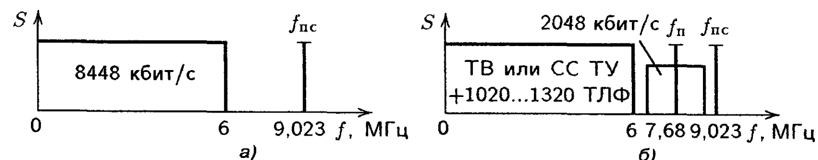



**Рис. 15.17.** Два варианта спектра стволов РРЛ: *а* — полностью цифровой; *б* — аналого-цифровой

В качестве аппаратуры первичного группообразования используют ранее рассмотренную аппаратуру, например ОВЦ-480.

## 15.7. Передача сигналов звукового вещания по спутниковым системам связи

Схема организации передачи сигналов ЗВ через спутниковые системы связи (ССС) показана на рис. 15.18. При этом используются аналоговые и цифровые способы передачи. При первом способе поднесущие частоты $f_{п1}$ и $f_{п2}$ располагают выше верхней границы спектра сигнала телевизионного (ТВ) изображения $S_{из}$ (рис. 15.19). Штриховой линией изображен спектр мощности помех (шумов) на выходе частотного детектора, на вход которого воздействует флуктуационный (тепловой) шум с равномерным спектром. Спектр сигналов ЗВ $S_{зв1}$ и $S_{зв2}$ попадает в область возрастающей интенсивности спектра мощности помех $S_{ш}$. Если для передачи сигналов ЗВ использовать однополосную модуляцию, как в системах с ЧРК, то для получения требуемого отношения С/П потребуется бóльшая мощность. При этом значительная часть девиации частоты (ТВ) ствола будет затрачена на передачу сигнала ЗВ, и качество передачи телевизионного сигнала ухудшится. Лучшее отношение С/П получается при ЧМ. Сигналы ЗВ модулируются по частоте поднесущими, расположенными в области частот 6,5...8,5 МГц, в частотном модуляторе ЧМ$_1$, а затем в сумматоре $\Sigma$ складываются с ТВ сигналом и поступают на вход ЧМ$_2$ (рис. 15.20).

Итак, сигнал ЗВ подвергается двойной ЧМ. Ввиду расширения спектра сигнала получается дополнительный выигрыш в помехоустойчивости. Поскольку спектр ЗВ на несколько порядков уже спектра сигнала ТВ изображения, расширение спектра на выходе ЧМ существенной роли не играет и отношение С/П для канала ЗВ практически не ухудшается. Для улучшения С/П в каналах ЗВ применяют компандерные системы.

На этом принципе организованы каналы ЗВ в ССС «Орбита», «Орбита-2», «Орбита-2м», «Экран», «Экран-М», «Москва», «Москва-Глобальная». В системах «Орбита», «Орбита-2», «Орбита-2м» поднесущие частоты 7; 7,5 и 8,2 МГц, максимальная девиация частоты ±150 кГц.

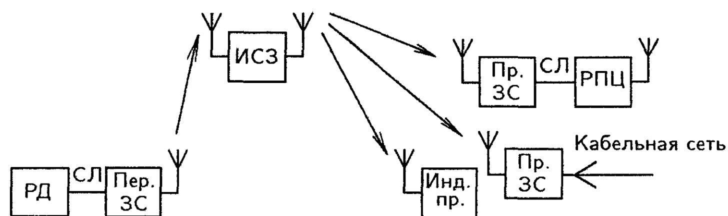



**Рис. 15.18.** Схема организации каналов передачи сигналов ЗВ в спутниковых системах связи: РД — радиодом; Пер. ЗС — радиопередатчик земной станции; Пр. ЗС — радиоприемник земной станции; РПЦ — радиопередающий центр; Инд. пр — индивидуальные преемники



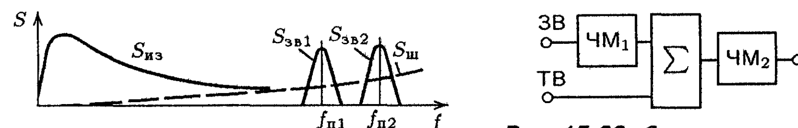



**Рис. 15.19.** Спектры сигналов изображения $S_{из}$, звука $S_{зв1}$, $S_{зв2}$, помех (шума) $S_{ш}$

**Рис. 15.20.** Структурная схема формирования сигнала в системе с двойной ЧМ

Девиация несущей сигналом поднесущей не превышает ±1,5 МГц, т.е. 10 % от девиации несущей сигналом ТВ изображения. В канале передачи звуковой части телевизионной программы системы «Экран», «Экран-М» ($F_{п1}$ = 6,5; $F_{п2}$ = 7,0) частота первой поднесущей — 6,5 МГц, а максимальная девиация ее частоты ±50 кГц, что совпадает с аналогичными параметрами наземной системы ТВ вещания. Но это достоинство несколько умаляется тем, что необходимо увеличивать максимальную девиацию частоты несущей ЧМ сигналом звука до ±2,8 МГц. Это ухудшает отношение С/П в канале изображения на 2 дБ. Недостаток передачи сигналов ЗВ на поднесущих частотах — возможность нелинейных переходов сигнала изображения в тракт ЗВ. Для уменьшения этой опасности приходится предъявлять очень жесткие требования к линейности общего канала. На второй поднесущей передаются сигналы ЗВ. Полоса частот каналов звука составляет 50...10000 Гц.

При передаче сигналов ЗВ с ЧРК возможен обмен программами между несколькими земными станциями, поскольку через один ствол можно вести передачу в различных направлениях. Но из-за присущих этому способу нелинейных переходов удается организовать не более 8–10 каналов ЗВ с максимальной частотой 10 кГц в полосе частот ствола 35МГц. Очевидно, что полоса частот используется неэффективно. Этот способ организации каналов ЗВ в модифицированном виде реализован в аппаратуре «Градиент–В». Изменение заключается в том, что сигнал ЗВ преобразуется в цифровую форму, а затем передается при помощи ФМ несущей. При скорости передачи 480 кбит/с образуются каналы с шириной полосы частот 15 кГц. Мощность сигнала ЗВ в таком канале примерно эквивалентна мощности десяти телефонных сигналов. Поэтому одну программу ЗВ передают взамен сообщений в десяти телефонных каналах.

Структурная схема каналообразующей аппаратуры «Градиент-В» показана на рис. 15.21. В передающую часть входят ФНЧ, сжиматель Сж, АЦП, устройство помехоустойчивого кодирования УПК и модулятор М. Частота дискретизации ЗС равна 32 кГц, число разрядов в кодовой слове m-10, скорость цифрового потока на выходе АЦП $v = mf_д = 10 \cdot 32 = 320$ кбит/с. Кодовые комбинации, поступающие в АЦП, преобразуются в помехоустойчивый код путем добавления проверочных символов. В результате скорость передачи ЗС увеличивается до 480 кбит/с. В модуляторе несущая манипулируется по фазе цифровым сигналом. После других преобразований в аппаратуре «Градиент-В»

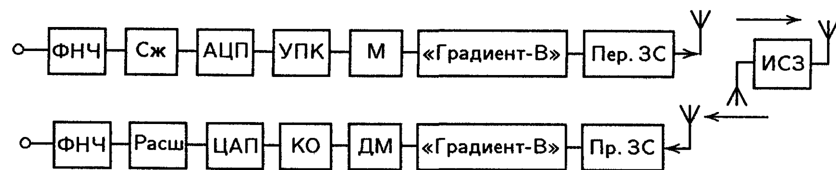



**Рис. 15.21.** Структурная схема каналообразующей аппаратуры «Градиент-В»

сигналы поступают через передатчик земной станции (Пер.ЗС) на бортовую аппаратуру спутника, излучаются, а в приемной земной станции Пр.ЗС проходят демодулятор ДМ, корректор ошибок КО, ЦАП, расширитель Расш и ФНЧ.

Значительные преимущества при передаче сигналов ЗВ дает цифровая передача с временны́м разделением каналов (ВРК). Помех нелинейного вида в этой системе не возникает, поэтому ВЧ ствол используется эффективнее, чем при ЧРК. Возможна организация 89–90 каналов вместо 8–10 при ЧРК.

Способ ВРК применен в аппаратуре «Орбита-РВ», предназначенной для передачи большого числа программ в разные районы страны при помощи геостационарных спутников. Система «Орбита-РВ» занимает лишь половину ствола. Вторая половина ствола используется для телефонной связи. Для высококачественных каналов ЗВ с полосой частот 0,04...15 кГц частота дискретизации равна 32 кГц, для каналов ЗВ с полосой частот 0,05...10 кГц — 21,3 кГц, для каналов с полосой частот 0,1...6,4 кГц — 14,2 кГц. В каналах с полосой частот 15 кГц применено 10-разрядное кодирование с мгновенным компандированием, в каналах с полосами частот 10 и 6,4 кГц — 9-разрядное. Скорости передачи цифрового потока соответственно равны 320, 192 и 128 кбит/с. В цифровом потоке 2048 кбит/с аппаратуры «Орбита-РВ» образуют либо шесть каналов с полосой частот 15 кГц, либо десять — с высшей частотой 10 кГц, либо 15 с высшей частотой 6,4 кГц. Всего для передачи сигналов ЗВ выделяют два потока со скоростью 2048 кбит/с каждый.

В системе «Орбита-РВ» одновременно передаются 25 программ ЗВ и сигналы изображения газетных полос ИГП. Сигналы ЗВ на входе передающего комплекта (рис. 15.22,*а*) преобразуются в дискретную форму в АЦП. При этом используется нелинейное 13-сегментное мгновенное компандирование ЗС. В результате этого неравномерного квантования 9-разрядное кодирование отсчетов ЗС, примененное в каналах с полосами частот 10 и 6,4 кГц, становится эквивалентным 13-разрядному равномерному квантованию. Далее в блоке ПК осуществляется помехоустойчивое кодирование. Затем в блоке ОЦП и ВК четыре цифровых потока сигналов ЗВ по 2048 Мбит/с объединяются с цифровым сигналом ИГП, подвергаются временно́й компрессии, проходят фазовый модулятор ФМ и на промежуточной частоте 70 МГц подаются на передатчик. Скорость общего цифрового потока несколько превышает 10 Мбит/с.



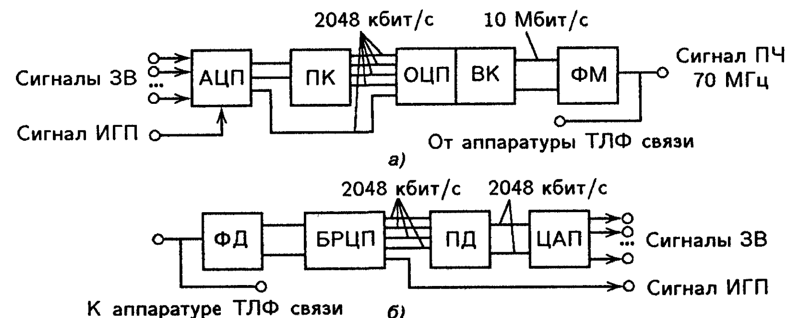



**Рис. 15.22.** Структурные схемы передающего (*а*) и приемного (*б*) комплектов аппаратуры «Орбита-РВ»

В приемном комплекте (рис. 15.22,*б*) преобразования происходят в обратном порядке. Сигналы проходят фазовый демодулятор ФД, блок разделения цифровых потоков БРЦП, помехоустойчивый декодер ПД и ЦАП. Цифровые сигналы ЗВ подвергаются временно́й компрессии из-за того, что необходимо высвободить время для передачи сигналов телефонии ТЛФ.

Особенность системы «Орбита-РВ» — возможность использования незакрепленных каналов ЗВ, число которых равно числу одновременно передаваемых программ. Любой декодер приемной станции можно переключить на необходимую временну́ю позицию по команде, передаваемой из центра управления сетью в общем потоке с информационными посылками.

Самыми многочисленными звеньями спутниковых систем вещания служат земные приемные станции. Земные станции систем «Москва» и «Экран» предназначены для приема с ИСЗ частотно-модулированных сигналов изображения, звуковой части ТВ программы и ЗВ. Сигналы преобразуются в форму, принятую для наземного вещания. В системе «Москва» используется специализированный ствол ИСЗ «Горизонт» с центральной частотой 3675 МГц. В ИСЗ «Экран» используется диапазон частот 702...726 МГц. В восточной части обслуживаемой территории сигналы программ передаются со сдвигом на 2 ч в диапазоне частот 742...766 МГц.

Комплекс оборудования приемной станции «Москва» содержит антенну, малошумящий усилитель МШУ и стойку преобразования и усиления сигналов (рис. 15.23,*а*). В стойке осуществляется перенос сигналов на промежуточную частоту, усиление и демодуляция полного сигнала, выделение и демодуляция поднесущих частот звуковой части ТВ сигнала и ЗВ. Станция комплектуется ТВ ретранслятором диапазона метровых волн. Сигнал ЗВ распределяется через технические средства вещания — передатчик или сеть ПВ.

Приемная стойка содержит полосовой фильтр ПФ, смеситель СМ, предварительный усилитель промежуточной частоты ПУПЧ. Промежу-

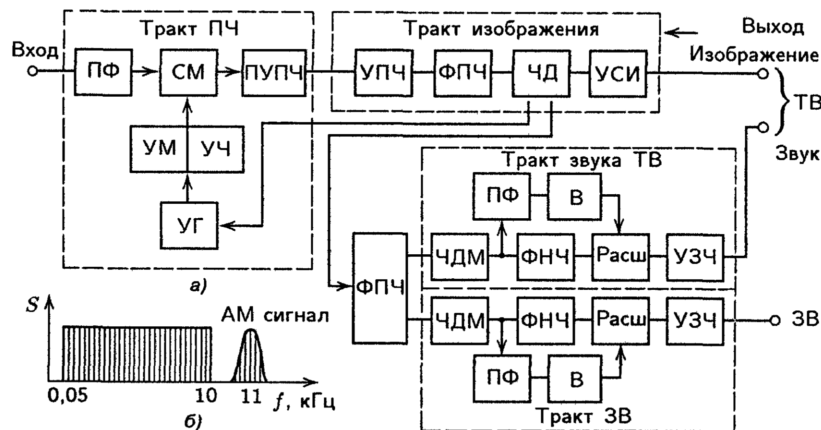



**Рис. 15.23.** Структурная схема стойки преобразования и усиления сигналов приемной станции «Москва»

точная частота равна 70 МГц. Источником напряжения гетеродина в тракте ПЧ служит цепь, содержащая двухкаскадный усилитель мощности (УМ) и два варакторных умножителя частоты УЧ, увеличивающих исходную частоту в $6 \times 4 = 24$ раза. На вход этой цепи поступает напряжение от управляемого транзисторного генератора УГ, частота которого может изменяться в пределах 150 МГц под воздействием управляющего напряжения цепи вывода дисперсии с выхода ЧД.

С выхода ПУПЧ сигнал поступает в тракт изображения. В нем осуществляется усиление, фильтрация и демодуляция в звеньях УПЧ, ФПЧ и ЧД. Далее следует усилитель сигнала изображения УСИ.

Сигнал звуковой части ТВ программы передается на поднесущей частоте 7,0 МГц с девиацией частоты ±150 кГц. На поднесущих 7,5 и 8,2 МГц передаются сигналы ЗВ и изображений газетных полос ИГП. Максимальная модулирующая частота тракта ЗВ — 10 кГц.

Сигналы на поднесущих частотах через фильтр поднесущих частот (ФПН) поступают в тракты звуковой части программы ТВ и ЗВ. Тракты содержат частотные демодуляторы ЧДМ с обратной связью по частоте ОСЧ. Такие устройства позволяют снизить порог при частотной модуляции на 4...5 дБ по сравнению с обычным частотным детектором.

После ЧДМ следуют ФНЧ, расширители динамического диапазона Расш, системы шумопонижения при помощи управляемого компандирования (см. гл. 11) и усилители звуковых частот УЗЧ. Сигнал, необходимый для управления коэффициентом передачи расширителей, передается на поднесущей частоте 11 кГц методом АМ. Для его выделения используют узкополосные ПФ со средней частотой 11 кГц. Далее сигнал управления выпрямляется выпрямителем (детектором) В и подается в качестве управляющего напряжения $E_y$ на расширители. Спектр сигнала на выходе ЧДМ показан на рис. 15.23,*б*.



Приемные устройства системы «Экран» более просты и дешевы. Это позволяет использовать их для обслуживания сравнительно небольших населенных пунктов и индивидуальных потребителей. С целью упрощения приемных устройств повышена мощность передатчика бортовой аппаратуры ИСЗ. Частота поднесущей звуковой части ТВ программы выбрана 6,5 МГц, т.е. равна разности несущих частот изображения и звука при наземном ТВ вещании. Это упростило формирования стандартного сигнала ТВ вещания. Девиация частоты поднесущей по той же причине составляет ±50 кГц. В приемных устройствах системы «Экран» предусмотрена возможность приема сигнала ЗВ только в устройствах первого класса, т.е. с высшей частотой 10 кГц. Поднесущая сигнала ЗВ равна 7 МГц. В тракте ЗВ применены девиация частоты ±150 кГц, управляемое компандирование, ЧД с ОСЧ.

Для приема сигналов используют профессиональные приемники, на выходе которых выделяются сигналы изображения и звука, а также сигнал ЗВ. Более просты индивидуальные (абонентские) приемники. Оба вида приемных устройств содержат малошумящий входной усилитель, преобразователь частоты, УПЧ, ЧД. Далее сигналы разделяются и преобразуются в сигнал с АМ несущей изображения и ЧМ несущей звука, т.е. становятся подобными стандартному сигналу ТВ вещания, и в такой форме подаются на вход ТВ приемника.

В приемной станции коллективного приема после всех перечисленных операций преобразования формируется стандартный ТВ сигнал одного из ТВ каналов 1-го, 2-го или 3-го диапазонов. Передатчик, входящий в комплект приемной станции, имеет мощность 10 Вт.

В системах «Москва» и «Экран» для повышения помехоустойчивости использовано предельное сжатие динамического диапазона ЗС. Оно реализовано в виде устройств так называемого управляемого компандирования (см. разд. 11.11). Предельное сжатие дает значительный выигрыш в отношении С/П (15...18 дБ). Заметим, что в обычной компандерной системе выигрыш составляет в среднем 10...12 дБ.

Для передачи сигнала управления действием расширителя использован отдельный узкополосный тракт; спектр управляющего сигнала в нем занимает полосу частот 11000±120 Гц. Регулируемое звено расширителя перемножает сигнал на его огибающую и восстанавливает таким образом первоначальный динамический диапазон сигнала ЗВ.

## 15.8. Цифровое оборудование каналов доставки программ стандартов MPEG

В России для каналов доставки программ выпускается следующее оборудование со сжатием цифровых аудиоданных.

**«Рабита»** (ЦВ-128/256-2048) — многоканальная аппаратура, сертифицированная с использованием кодирования звука по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2, мультиплексированием цифровых

потоков звуковых сигналов с полосами частот 30...7000, 30...15000 и 20...20000 Гц при скоростях передачи на канал соответственно 64, 128 и 128/192 кбит/с, а также защищенностью от шума 82 дБ. Линейный код HDB3 позволяет осуществить стык как с радиомодемами, так и с кабельными линиями связи. Структура данных цифрового потока соответствует Рек. МККТТ G.704. Оборудование имеет интерфейс группового потока Рек. МККТТ G.703, допустимый коэффициент ошибок в принимаемом цифровом потоке $10^{-7}$. Построение аппаратуры секционное; она генерирует тест-сигналы для оперативного контроля параметров каналов. Максимальное число звуковых сигналов, обрабатываемых одной секцией, равно 22.

**«Рабита-С»** (ЦВ-Пд-64/128 и ЦВ-Пм-64/128) — сертифицированное спутниковое оборудование с использованием кодирования сигналов звука по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 2, модуляцией промежуточной частоты 70±18 МГц методом QPSK со сверточным помехоустойчивым кодированием; декодирования по алгоритму Виттерби, со скоростью передачи данных 64, 128 и 256 кбит/с, скремблированием информации по Рек. V.35. Допустимая частотная неопределенность принимаемого сигнала составляет не менее ±25 кГц при среднем времени вхождения в режим синхронизации 0,7 с. Максимальное число звуковых сигналов, обрабатываемых одной секцией, равно 2.

**«Рабита-ИКМ»** (ЦВ-Пд-2048/ИКМ и ЦВ-Пм-2048/ИКМ) — оборудование для подачи сигналов ЗВ по каналам цифровой аппаратуры ИКМ-30, ИКМ-120, ИКМ-480, с цифровым потоком Е1 (Рек. МККТТ G.704), с использованием сжатия 4 сигналов звука по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 2 и помехоустойчивым кодированием по Рек. МСЭ J.52. Интерфейс оборудования — G.703 (код HDB3), допустимый коэффициент ошибок в принимаемом цифровом потоке $10^{-5}$; секционное исполнение; максимальное число звуковых сигналов, обрабатываемых одной секцией, равно 4.

**«Рабита-4К»** (ЦВ-Пд-4К и ЦВ-Пм-4К) — аппаратура для подачи звуковых сигналов по линиям малоканальной передачи с использованием сжатия четырех сигналов звука по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2, помехоустойчивым кодированием по Рек. МСЭ J.52 и передачей сигналов ЗВ через низкоскоростные интерфейсы X.21 и V.35. Допустимый коэффициент ошибок в принимаемом цифровом потоке $10^{-5}$; исполнение секционное, максимальное число звуковых сигналов, обрабатываемых одной секцией, равно 4.

**DVB/MPEG-2-кодер** (ЦТВ-К) — устройство для преобразования сигнала изображения и звукового сопровождения в цифровую форму со сжатием информации по стандарту MPEG-2 ISO/IEC 13818, обеспечивающее формирование однопрограммного цифрового транспортного потока из цифровых потоков изображения и звука, а также дополнительную информацию и помехоустойчивое кодирование транспортного потока кодом Рида–Соломона с перемежением. Скорости транспортного цифрового потока от 2 до 32 Мбит/с.



**DVB/MPEG-2-приемник-декодер** (ЦТВ-ПДк) — устройство с входным сигналом, представляющим собой транспортный поток ISO/IEC 13818 с помехоустойчивым кодированием кодом Рида–Соломона и перемежением, транспортный поток ISO/IEC 13818, поток Е2 Рек. ITU G.704 и поток Е3 Рек. ITU G.751, сигнал DVB-S на несущей частоте в диапазоне L, выходные сигналы изображения и звука аналоговые и цифровые. Форматы сжатия — MPEG-2 ISO/IEC 13818.

**DVB/MPEG-2-мультиплексор** (ЦТВ-МТП) и **демультиплексор** (ЦТВ-ДМТП) — устройства для формирования группового транспортного потока стандарта MPEG-2 ISO/IEC 13818-1 из асинхронных транспортных потоков РВ и ЗВ, потоков данных и т.п. Коррекция ошибок во входных транспортных потоках осуществляется посредством декодирования потока кодом Рида–Соломона, а помехоустойчивое кодирование выходного транспортного потока — кодом Рида-Соломона с перемежением.

**«Декарт»** — аппаратура, в которой используется сжатие ЗС по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 2, интерфейс G.703 или 2 стыка V.35. В ее разработке использованы процессоры фирмы Analog Devices. Конфигурация — фиксированная. Существует возможностью организации только дуплексных каналов и передачи звуковых сигналов с полосами 50...10000 и 20...20000 Гц.

**«Отзвук»** — аппаратура, в которой используется сжатие ЗС по стандарту MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 2. Передающее и приемное оборудование включает до 7 кодеров и декодеров. Каждый кодер преобразует входной аналоговый звуковой сигнал в последовательность 16-разрядных ИКМ-отсчетов при частотах дискретизации 32 или 48 кГц. Далее этот первичный цифровой поток со скоростью 512 или 768 кбит/с сжимается в соответствии со стандартом MPEG-1 ISO/IEC 11172-3, Layer 2. Компрессированные сигналы в передающей части аппаратуры могут быть объединены и введены в поток со скоростью 2,048 Мбит/с или при наличии блока V.35 формируются потоки со скоростью 64 (или 128, 192, 256 кбит/с). Каждый блок V.35 имеет три независимых порта, каждый из которых передает цифровые данные с выхода одного кодера. В приемном оборудовании выполняются обратные преобразования. Конфигурация функциональных блоков кодеров-декодеров любая, в соответствии с пожеланиями заказчика, при этом имеется возможность организации как дуплексных, так и симплексных каналов, а также передачи звуковых сигналов (с полосами частот 50...7000, 50...10000, 30...15000 и 20...20000 Гц) и ветвление цифровых потоков.

**Модем МД-ТВ** предназначен для передачи видеосигнала одной телевизионной программы и до четырех каналов звукового сопровождения (или программ радиовещания) высшего класса качества по трактам РРЛ.

**Кодер КТВМ-200** предназначен для цифрового телевидения и обеспечивает сжатие данных по стандарту MPEG-2 (ISO/IEC 13818) одной телевизионной программы — канала изображения и стереоканала звукового сопровождения.

**Декодер ДТВМ-200** используется для выделения одной телевизионной программы потока стандарта MPEG-2 канала изображения и стереоканала звукового сопровождения из однопрограммного или многопрограммного цифрового транспортного потока, сформированного по стандарту ISO/IEC 13818; декодирования каналов изображения и звукового сопровождения.

**Оборудование MF-20** имеет функции модулей кодера и декодера стандарта MPEG-2 ISO/IEC 11172-3, Layer 2. Оно позволяет гибко размещать цифровой поток от кодера (кодеров) в необходимых временны́х позициях потока E1. Информация от кодеров мультиплексируется в общий групповой поток и передается через интерфейсы V.10, V.11, V.28, V.35, V.36. Формат группового потока — IESS-309. Количество каналов звукового вещания определяется числом установленных модулей кодера в конструкцию, например, можно максимально организовать 26 стереоканалов высшего класса и распределить их в 6 потоков E1. Скорость цифрового потока при передаче одного звукового сигнала с полосой частот 20...20000 Гц составляет 128 кбит/с, а для канала с полосой частот 40...15000 Гц — 64 кбит/с; защищенность от шума в полосе передачи не хуже 80 дБ, нелинейные искажения не более 0,05 %.

Итак, проблема производства аппаратуры стандарта MPEG-2 Layer 2 для организации каналов доставки программ ТВ и РВ в России решена. Здесь следует говорить лишь о постепенном переходе от уровня Layer 2 к Layer 3 и о вопросах, связанных с организацией таких каналов на действующей сети трактов первичного распределения программ.

## Контрольные вопросы

1. Какие аппаратные и линейные сооружения образуют тракты первичного распределения сигналов ЗВ? Изобразите структурную схему тракта.
2. Что используется в качестве соединительных линий? Каковы физические свойства этих линий?
3. Рассчитайте затухание СЛ в диапазоне частот 0,05...10 кГц. Длина СЛ — 6 км, диаметр жил кабеля — 0,6 мм. Первичные и вторичные параметры кабельной пары взять из справочника.
4. Какие устройства используют для корректирования АЧХ соединительных линий? Как рассчитывают параметры их элементов?
5. Чем различаются АЧХ корректирующих контуров с двух- и трехзвенными ветвями?
6. Почему выход корректирующего контура, включенного перед СЛ, шунтируют активным сопротивлением (резистором) или последовательно включенными активными сопротивлением и индуктивностью?
7. Каковы трудности передачи стереофонических сигналов по аналоговым междугородным каналам ЗВ? Как эти трудности преодолевают?
8. Почему для организации трактов первичного распределения сигналов ЗВ в нашей стране используют две спутниковые системы — с эллиптической и круговой (геостационарной) орбитами?
9. Для чего в аналоговых трактах первичного распределения сигналов ЗВ нормируют загрузку? Нужно ли такое нормирование в цифровых трактах?
10. Применяется ли в России для доставки программ РВ и ТВ оборудование со сжатием цифровых данных, производится ли оно в нашей стране? Перечислите основные типы данного отечественного оборудования и кратко охарактеризуйте его возможности.

*Глава 16*

# Тракты вторичного распределения программ звукового вещания

## 16.1. Радиочастотные диапазоны

Распределение частот между службами радиосвязи (в том числе радиовещания) разных стран осуществляется на всемирных или региональных конференциях по радиосвязи ВКР или РКР (до 1992 г. — административных конференциях ВАКР и РАКР) соответственно. Такие конференции проводятся под эгидой Международного союза электросвязи — МСЭ. Решения, принятые на этих конференциях, являются основой Регламента радиосвязи — базового документа, регулирующего использование частот [31, 32]. Он содержит таблицу распределения частот между службами, отдельные технические ограничения, которые вводятся при совместном использовании частот, и др. В таблице распределения частот Регламента радиосвязи обобщена информация о полосах частот, предназначенных для использования определенными службами радиосвязи.

В отношении распределения частот земной шар разделен на три района:

Район 1 — Европа, Африка, территория бывшего СССР и Монгольская народная республика (МНР);

Район 2 — Северная и Южная Америка;

Район 3 — Азия (исключая территории бывшего СССР и МНР), Океания и Австралия (рис. 16.1).

Наземное аналоговое радиовещание осуществляется в выделенных для этого участках следующих диапазонов длин волн: километровые волны (КМВ), гектометровые волны (ГМВ), декаметровые волны (ДКМВ), метровые волны (МВ). Значения длин волн, которые ограничивают данные и другие диапазоны, соответствующие им частотные диапазоны и их названия, приведены в табл. 16.1.

Названия, граничные значения частот и длины волн диапазонов, выделенных для радиовещания, представлены в табл. 16.2.

Применяемые в радиовещательных диапазонах виды модуляции аналоговых радиосигналов указаны в табл. 16.3.

В диапазонах ДВ и СВ для районов I и III принят разнос между несущими частотами соседних радиоканалов, равный 9 кГц. Номинальные

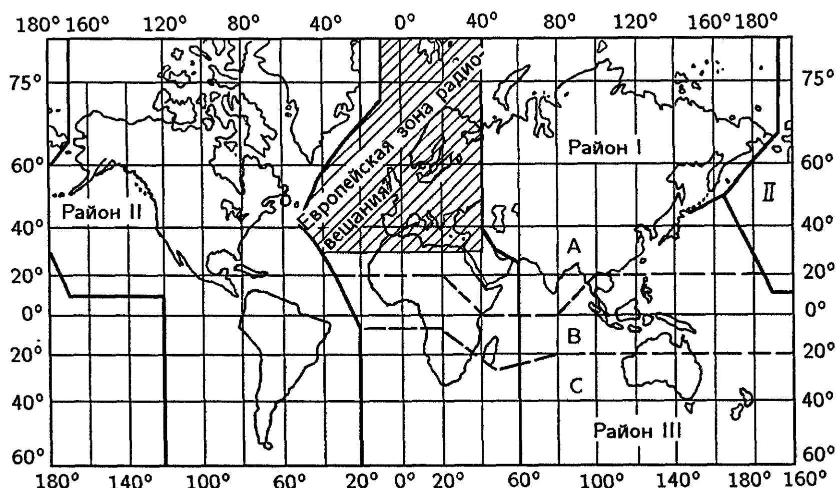



**Рис. 16.1.** Зоны распределения радиочастот между странами

Таблица 16.1

| Номер частотного диапазона | Наименование диапазона частот (длин волн) | Сокращенное название | Диапазон частот | длин волн |
|---|---|---|---|---|
| 4 | Очень низкие (мириаметровые волны) | ОНЧ | 3...30 кГц | 100...10 км |
| 5 | Низкие (километровые волны) | НЧ | 30...300 кГц | 10...1 км |
| 6 | Средние (гектометровые волны) | СЧ | 300...3000 кГц | 1000...100 м |
| 7 | Высокие (декаметровые волны) | ВЧ | 3...30 МГц | 100...10 м |
| 8 | Очень высокие (метровые волны) | ОВЧ | 30...300 МГц | 10...1 м |
| 9 | Ультравысокие (дециметровые волны) | УВЧ | 300...3000 МГц | 100...10 см |
| 10 | Сверхвысокие (сантиметровые волны) | СВЧ | 3...30 ГГц | 10...1 см |
| 11 | Крайне высокие (миллиметровые волны) | КВЧ | 30...300 ГГц | 10...1 мм |
| 12 | Децимиллиметровые волны | | 300...3000 ГГц | 1...0,1 мм |

значения несущих частот выбираются также кратными 9 кГц. В диапазоне ДВ несущая частота первого радиоканала равна 153 кГц, второго — 162 кГц, ..., последнего 15-го — 279 кГц. В диапазоне СВ несущая частота первого радиоканала равна 531 кГц, второго — 540 кГц, ..., последнего 120-го — 1602 кГц. Значения высших модулирующих частот $F_в = 4{,}5...10$ кГц. Соответственно полосы частот, занимаемые радиоканалами, имеют ширину 9...20 кГц. Если *радиовещательные станции*



Таблица 16.2

| Номер диапазона | Наименование диапазона длин волн и радиовещательного диапазона | Частоты, МГц | Длина волн, м |
|---|---|---|---|
| 5 | КМВ (длинные волны, ДВ) | 0,1485...0,2855 | 2020,2...1050,79 |
| 6 | ГМВ (средние волны, СВ) | 0,5265...1,6065 | 569,8...186,74 |
| 7 | ДКМВ (короткие волны, КВ) | 3,20...3,640 | 90 |
| | | 3,95...4,0 | 75 |
| | | 4,75...4,995 | 62 |
| | | 5,006...5,06 | 59 |
| | | 5,95...6,20 | 49 |
| | | 7,10...7,30 | 41 |
| | | 9,50...9,90 | 31 |
| | | 11,65...12,05 | 25 |
| | | 13,6...13,8 | 22 |
| | | 15,10...15,60 | 19 |
| | | 17,55...17,90 | 16 |
| | | 21,45...21,85 | 13 |
| | | 25,67...26,10 | 11 |
| 8 | МВ (ультракороткие волны, УКВ) | | |
| | УКВ1 (выделен в России) | 65,9...74 | 4,55...4,054 |
| | УКВ2 | 87,5...108 | 3,43...2,78 |

Таблица 16.3

| Наименование радиовещательного диапазона | Вид модуляции аналоговых радиовещательных сигналов |
|---|---|
| ДВ | Амплитудная модуляция (АМ) |
| СВ | АМ (для монофонического вещания) |
| КВ | АМ и однополосная модуляция (ОМ) |
| МВ (УКВ) | Частотная модуляция (ЧМ) |

(РВС), работающие в соседних частотных каналах, передают АМ сигналы, которые занимают полосы частот шириной более 9 кГц, то возможно возникновение взаимных помех вследствие наложения спектров. Поэтому такие РВС следует разносить территориально на достаточно большие расстояния.

Вопросами распределения частот в России ведает Государственная комиссия по радиочастотам (ГКРЧ).

В диапазоне ДКМВ (КВ) установлено различие несущих частот в соседних радиоканалах, равное 10 кГц. Значения несущих частот выбираются кратными 5 кГц. Для РВС, расположенных в различных географических зонах, допускается разнос частот, равный 5 кГц. Ширина полос частот, занимаемых КВ радиоканалами, установлена равной 9 кГц при АМ-вещании и 4,5 кГц при ОМ-вещании.

В диапазоне МВ (УКВ) для наземного аналогового радиовещания используются поддиапазоны 65,9...74 (ранее 65,8...74) и 87,5...108 МГц. В этих поддиапазонах осуществляется передача высококачественных моно- и стереофонических программ. Применяется частотная модуляция (ЧМ). Диапазон модулирующих звуковых частот равен 31,5 (40)...15000 Гц. Номинальные значения несущих частот должны быть

кратными 30 кГц. В России установлен разнос частот между соседними радиоканалами в диапазоне МВ при передаче различных программ в смежных зонах обслуживания не менее 180 кГц.

## 16.2. Построение передающей сети радиовещания

*Передающая сеть радиовещания* — это совокупность технических средств (радиопередающие устройства, антенно-фидерные устройства и др.), предназначенных для генерации *электромагнитных полей (ЭМП)* определенного вида, посредством которых передаются сигналы звукового вещания. Таким способом осуществляется вторичное распределение программ звукового вещания, т.е. доведение их до радиоприемных устройств слушателей.

Передающие сети радиовещания создают для обслуживания населения, находящегося на определенной территории. При планировании такой сети определяют: диапазон частот (волн), необходимые размеры зоны обслуживания, места расположения РВС и параметры входящих в нее устройств, экономические характеристики и др. Цель планирования сети радиовещания — обеспечение требуемого качества приема радиосигналов на заданной территории при минимальных финансовых затратах.

В состав РВС входят, в частности, радиопередающее устройство и антенно-фидерное устройство (для краткости будем их называть *передатчик* и *передающая антенна*). Каждая РВС обслуживает определенную зону.

*Зоной обслуживания* называют часть земной поверхности, в пределах которой минимальная создаваемая РВС *полезная напряженность ЭМП* ($E_{\text{пол}}$) достаточна для приема радиосигналов с требуемым качеством и вероятностью, не ниже заданной, при наличии помех. Величина $E_{\text{пол}}$ принимается в качестве исходной при планировании сети. Зоны обслуживания ограничены замкнутыми кривыми линиями. Величина $E_{\text{пол}}$ определяется заданным отношением напряжения звукового сигнала $U_{\text{с}}$ к среднеквадратичному напряжению помехи $U_{\text{п}}$, измеренным на выходе усилителя сигналов звуковой частоты (УСЗЧ) радиоприемника.

Отношение $U_{\text{с}}/U_{\text{п}}$ называют *защитным отношением по звуковой частоте.* Его определяют методом субъективно-статистических экспертиз. Типичное значения $U_{\text{с}}/U_{\text{п}} = 10...100$ (20...40 дБ).

*Минимальной используемой напряженностью ЭМП* называют такую величину $E_{\min}$, при которой обеспечивается требуемое качество приема при наличии атмосферных и индустриальных помех, а также внутренних шумов радиоприемника.

*Используемой напряженностью ЭМП* называют такую величину $E_{\text{исп}}$, при которой обеспечивается требуемое качество приема при наличии указанных выше мешающих факторов, а кроме того, при воздействии помех от других РВС.



С учетом всех видов мешающих факторов на границе зоны обслуживания должны выполнятся соотношения:

$$E_{\text{пол}} \geqslant E_{\text{исп}}; \quad E_{\text{пол}} \geqslant E_{\min}. \tag{16.1}$$

Большое значение при планировании сетей радиовещания имеет *защитное отношение по радиочастоте* $A_{\text{рч}}$, которое представляет собой отношение уровней сигнала и помехи на радиочастотном входе приемника, при котором защитное отношение по звуковой частоте равно заданному значению. Величину $A_{\text{рч}}$ можно определить из выражения

$$A_{\text{рч}} = 20\lg(E_{\text{пол}}/E_{\text{меш}}), \tag{16.2}$$

где $E_{\text{меш}}$ — напряженность ЭМП помехи, создаваемой мешающей РВС в точке приема сигнала полезной РВС на границе зоны обслуживания.

Отношение $A'_{\text{рч}} = E_{\text{пол}}/E_{\text{меш}} = 10^{A_{\text{рч}}/20}$ показывает, во сколько раз напряженность ЭМП сигнала, создаваемая полезной РВС на границе зоны обслуживания, должна превышать соответствующую величину помехи, источником которой является мешающая РВС, для обеспечения приема сигнала с требуемым качеством.

От защитного отношения по радиочастоте существенным образом зависит площадь и конфигурация зоны обслуживания.

Требуемые защитные отношения по звуковой и радиочастоте указывают при заданных параметрах системы радиовещания: виде модуляции, коэффициенте модуляции, ширине полосы частот, занимаемых радиоканалом, разносе несущих частот и др.

Действующее значение напряженности ЭМП, мВ/м, можно определить по формуле [2]

$$E = F(173\sqrt{PG})/r, \tag{16.3}$$

где $P$ — мощность передатчика, кВт; $G$ — коэффициент усиления передающей антенны в направлении точки приема относительно элементарного диполя, дБ, (произведение $PG$ называют эффективной мощностью излучения — $P_{\Sigma}$); $r$ — расстояние между передающей и приемной антеннами, км; $F$ — показатель ослабления, зависящей от длины волны $\lambda$ и удельной проводимости почвы $\sigma$.

В общем случае значения напряженности ЭМП, создаваемого РВС, на достаточно больших удалениях от передающей антенны можно рассматривать как случайную функцию, зависящую от времени. Для оценки характеристик ЭМП используют параметр $T$ — относительное время превышения заданной напряженности ЭМП, выраженной в процентах, которая может быть определена как отношение суммарного времени превышения этой величины $\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2 + ...$ к длительности времени приема $T_0$, т.е. $T = (\Delta t/T_0) \cdot 100$ % (рис. 16.2).

Более точно определить значение напряженности ЭМП можно, используя графики (рис. 16.3 и 16.4), которые построены на основе экспериментальных исследований и опубликованы в документах Междуна-

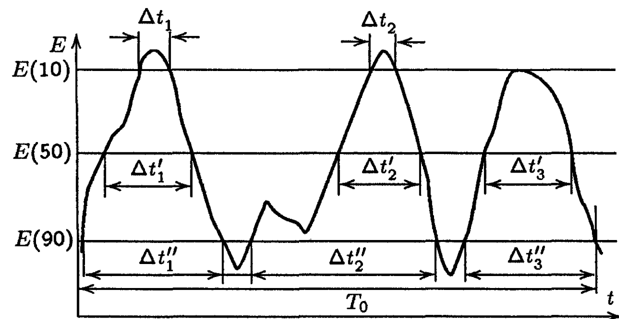



**Рис. 16.2.** Диаграммы, иллюстрирующие определение относительного времени превышения заданного уровня напряженности ЭМП $T$, %

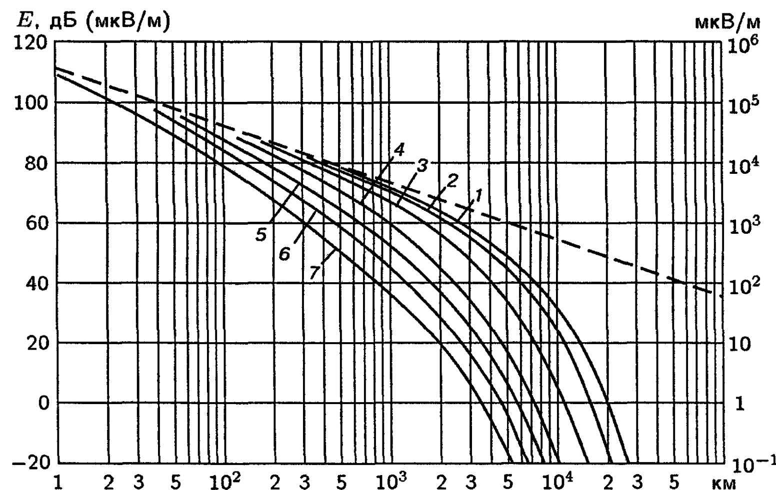



**Рис. 16.3.** Зависимости изменения напряженности поля от расстояния и частоты для $P_\Sigma = 1$ кВт; $\sigma = 3 \cdot 10^{-3}$ См/с, $\varepsilon = 4$ (кривые МККР): *1* — 150 кГц (2000 м); *2* — 200 кГц (1500 м); *3* — 300 кГц (1000 м); *4* — 500 кГц (600 м); *5* — 700 кГц (429 м); *6* — 1 МГц (300 м); *7* — 1,5 МГц (200 м)

родного консультативного комитета по радио (МККР) [23–25] (в 1992 г. МККР был преобразован в сектор радиосвязи Международного союза электросвязи — МСЭ-Р).

Величина напряженности ЭМП, превышаемая в $T$ % времени, обозначается через $E(T)$. Значение напряженности ЭМП, превышаемое в течение 50 % длительности приема ($T = 50$ %), $E(T) = E(50)$ называют медианным.

Кроме того, напряженность ЭМП, создаваемая вокруг передающей антенны на определенном расстоянии $r$ от нее, зависит от места установки радиоприемника и может изменяться при его перемещении. Для оценки данной характеристики используют параметр $L$, %, который обо-



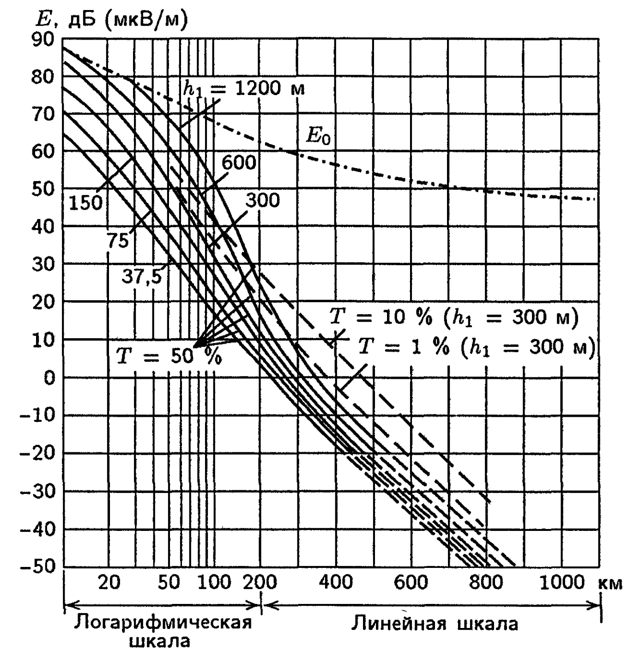



**Рис. 16.4.** Зависимости изменения напряженности электромагнитного поля от расстояния и высоты передающей антенны для диапазона частот 30...250 МГц, $P_\Sigma = 1$ кВт; $L = 50$ % (кривые МККР)

значает количество мест приема, в которых напряженность ЭМП превышает заданный уровень. Количество мест приема в общем случае бесконечно велико, поэтому здесь подразумевается, что места (точки) приема выбираются с определенной дискретностью. Величину напряженности ЭМП, превышаемую в $L$ % мест приема, обозначают через $E(L)$. Например, $E(50)$ в данном случае — это значение напряженности ЭМП, превышаемое в 50 % мест приема.

Таким образом, напряженность рассматриваемого ЭМП, которая зависит от времени и места проведения измерения, представляет собой двумерную случайную величину. Значение напряженности ЭМП $E(r, T, L)$, которое в $T$ % времени превышается в $L$ % мест приема на расстоянии $r$ от передающей антенны, может быть определено по следующему выражению [1, 3]:

$$E(r, T, L) = P_\Sigma + E(r, 50, 50) + R(T) + R(L), \qquad (16.4)$$

где $P_\Sigma$ — эффективная мощность излучения передатчика, дБ (кВт); $E(r, 50, 50)$ — медианное значение напряженности ЭМП, дБ (мкВ/м), которое превышается в течение $T = 50$ % времени и $L = 50$ % мест приема на расстоянии $r$ от передатчика при эффективной мощности излучения $P_\Sigma = 1$ кВт; $R(L)$ — функция, которая учитывает стати-

стическое распределение напряженности ЭМП в различных местах приема на заданном расстоянии $r$; $R(T)$ — функция, учитывающая статистическое распределение напряженности ЭМП во времени на заданном расстоянии $r$.

Если полезная и мешающая РВС работают одновременно, то на границе зоны обслуживания должны выполняться соотношения

$$E_{\text{пол}} - E_{\text{меш}} = A_{\text{рч}} \text{ и } E_{\text{пол}} \geqslant E_{\min}, \tag{16.5}$$

где $E_{\text{пол}}$, $E_{\text{меш}}$, $E_{\min}$ выражаются в дБ (мкВ/м); $A_{\text{рч}}$ — в децибелах. В радиовещании величину $A_{\text{рч}}$ принято оценивать для $T = 50$ %.

Уровни помех, создаваемых мешающей РВС, зависят от ряда факторов, например, состояния тропосферы, ионосферы, рельефа местности, времени года, суток и др. Поэтому существует норма на длительность времени, %, в течение которого влияние помех заметно для радиослушателей и условие $E_{\text{пол}} - E_{\text{меш}} = A_{\text{рч}}$ не выполняется. В соответствии с рекомендациями МККР в зоне обслуживания РВС в диапазоне МВ (УКВ) напряженность создаваемого ею ЭМП должна обеспечивать прием с требуемым качеством при использовании массовой радиоприемной аппаратуры в $L = 50$ % мест приема и в течение $T = 90$ % времени для монофонического и $T = 99$ % для стереофонического вещания. Таким образом, допускается появление заметных на слух помех в течение 10 и 1 % времени соответственно. Из (16.2)–(16.5) можно получить уравнения (16.6) и (16.6а), по которым можно выполнять расчеты, связанные с определением характеристик зон обслуживания РВС:

$$P_{\Sigma\text{пол}} + E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, 50, 50) + R(T) + R(L) = E_{\min}; \tag{16.6}$$

$$P_{\Sigma\text{пол}} - P_{\Sigma\text{меш}} + E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, 50, 50) - E_{\text{меш}}(r_{\text{меш}}, 50, 50) + + K(T) + K(L) = A_{\text{рч}}, \tag{16.6а}$$

где $E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, 50, 50)$ — медианное значение напряженности ЭМП полезной РВС на расстоянии $r_{\text{пол}}$ до точки на границе зоны обслуживания; $E_{\text{меш}}(r_{\text{меш}}, 50, 50)$ — медианное значение напряженности ЭМП помех от мешающей РВС на расстоянии $r_{\text{меш}}$ до той же точки на границе зоны обслуживания. Величины $K(T)$ и $K(L)$ определяют из следующих выражений [1, 3]:

$$\begin{aligned} K(T) &= \sqrt{R^2_{\text{пол}}(T) + R^2_{\text{меш}}(T)}; \\ K(L) &= \sqrt{R^2_{\text{пол}}(L) + R^2_{\text{меш}}(L)}. \end{aligned} \tag{16.7}$$

В некоторых случаях выражение (16.4) может быть упрощено. Например, при приеме радиосигнала, передаваемого посредством *земной волны* (т.е. электромагнитной волны, которая распространяется вдоль земной поверхности), в диапазонах ДВ, СВ напряженность ЭМП в точке приема изменяется во времени пренебрежимо мало. Изменениями напряженности ЭМП, обусловленными рельефом местности, непостоян-



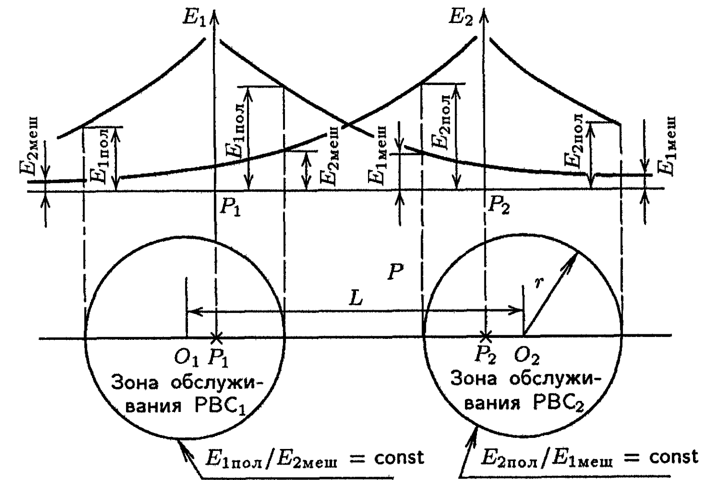



**Рис. 16.5.** Зависимость изменения напряженности электромагнитного поля при наличии двух передатчиков в точках $P_1$ и $P_2$ и их зоны обслуживания

ством величины проводимости почвы, в этом случае также пренебрегают. Тогда формулу (16.4) можно преобразовать следующим образом:

$$E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, T, L) = E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}) + P_{\Sigma}. \tag{16.8}$$

Значения $E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}})$ удобно определить по графикам, представленным на рис. 16.3 и 16.4.

При отсутствии помех от других РВС, использовании передающих антенн с круговыми диаграммами направленности в горизонтальной плоскости и в условиях равнинной местности зона обслуживания приблизительно имеет форму круга. Выражение (16.8) позволяет определить радиус зоны обслуживания $r$ для указанных условий. При воздействии помех от других РВС площадь зоны обслуживания уменьшается в зависимости от защитного отношения по радиочастоте $A_{\text{рч}}$. Чем больше $A_{\text{рч}}$, тем меньше площадь зоны обслуживания полезной РВС и больше площадь зоны, в которой возможны искажения полезного сигнала (рис. 16.5). Защитное отношение $A_{\text{рч}}$ зависит от характера помех, создаваемых мешающими РВС. Возможны следующие варианты одновременной работы различных РВС: в совмещенном частотном канале (значения несущих частот одинаковы, программы, передаваемые РВС, различны); в синхронной (одночастотной) сети (значения несущих частот одинаковы, программы, передаваемые РВС, также одинаковы); в различных частотных каналах. Для каждого из этих случаев определяют свое значение защитного отношения $A_{\text{рч}}$. Наибольшее значение $A_{\text{рч}}$ соответствует работе РВС, передающих различные программы, в совмещенном частотном канале. Если РВС работают в разных частотных каналах и разнос между несущими частотами равен или превышает

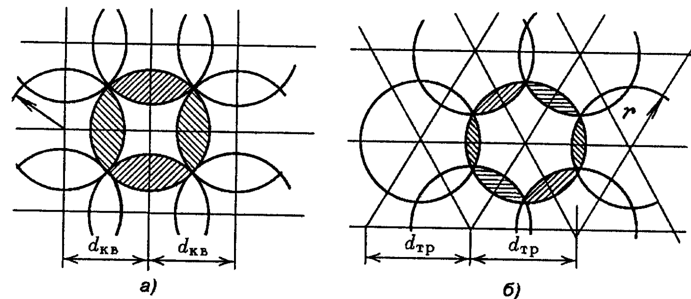



**Рис. 16.6.** Схемы размещения передатчиков

удвоенное значение ширины спектра наиболее широкополосного радиосигнала, то влиянием этих РВС друг на друга можно пренебречь.

Планирование сети радиовещания включает в себя решение задач по размещению РВС и распределению частот между ними с таким расчетом, чтобы обеспечить прием радиосигналов с требуемым качеством для максимального количества радиослушателей при минимальных затратах финансовых средств. Если необходимо равномерное размещение РВС на обслуживаемой территории, то применяют квадратную или треугольную сетку. В первом случае передатчики РВС с оптимальной эффективной излучаемой мощностью $P_{\Sigma опт}$ и оптимальным радиусом зоны обслуживания $r_{опт}$ устанавливают в вершинах квадратов, а во втором — в вершинах равносторонних треугольников (рис. 16.6). В случае применения квадратной сетки минимальное расстояние между РВС $d_{кв\,min} = \sqrt{2r_{опт}}$, площадь зоны обслуживания $S_{кв} = 2r^2_{опт}$. При использовании треугольной сетки минимальное расстояние между передатчиками РВС $d_{тр\,min} = \sqrt{3r_{опт}}$, а $S_{тр} = 2{,}6r^2_{опт}$. Таким образом, при заданной площади зоны обслуживания отношение количеств РВС $n_{кв}$ и $n_{тр}$ при указанных вариантах их размещения равно $n_{кв}/n_{тр} = S_{тр}/S_{кв} = 1{,}3$, т.е. треугольная сетка обеспечивает большую экономическую эффективность. Однако идеализированные схемы размещения РВС не всегда пригодны для практического применения. Например, РВС, как правило, устанавливаются вблизи крупных городов или в других районах, где высока плотность населения.

## 16.3. Радиовещание в диапазонах КМВ и ГМВ

Радиовещательные диапазоны КМВ (ДВ) и ГМВ (СВ) в Районе 1 ограничены следующими частотами соответственно: 148,5...285,5 и 526,5...1606,5 кГц (см. табл. 16.2). В этих диапазонах для монофонического радиовещания используются сигналы с АМ. В диапазоне ДВ размещены 15 радиоканалов, а в диапазоне СВ — 120. Номинальная ширина радиоканала равна 9 кГц. Разнос несущих частот в соседних каналах также равен 9 кГц.



Для диапазонов ДВ и СВ характерны значительные помехи атмосферного и промышленного происхождения. Передача сигналов в светлое время суток происходит в основном за счет распространения земных волн, так как *пространственные волны* (т.е. радиоволны, отраженные от ионосферы) испытывают сильное поглощение при отражении. В темное время суток поглощение пространственных волн снижается, до места приема сигналы могут доходить уже за счет обоих типов радиоволн. Состояние ионосферы не является стабильным. Ионизированные частицы могут изменять свое местоположение, поэтому условия отражения пространственных волн также могут изменяться. В результате интерференции между земной и пространственной волнами возникают колебания напряженности ЭМП, приводящие к *замираниям* (федингу) и искажениям принимаемого сигнала. Замирания могут появляться во всей полосе частот, занимаемой спектром сигнала или в более узких полосах (частотно-избирательные (частотно-селективные) замирания). Эти эффекты особенно заметны в высокочастотной части диапазона СВ.

В зависимости от расстояния между РВС и точкой приема можно выделить три области:

1. Область уверенного приема. В этой области напряженность ЭМП земной волны намного превосходит соответствующую величину для пространственной волны в любое время суток.

2. Область ближних замираний находится на значительном удалении от РВС. В этой области в светлое время суток напряженность ЭМП земной волны достаточна для качественного приема. В темное время суток результирующее ЭМП в точке приема являются результатом интерференции земной и пространственной волн.

3. Область дальних замираний находится на столь большом расстоянии от РВС, что в светлое время суток напряженности ЭМП земной и пространственной волн недостаточны для приема радиосигнала. В темное время суток напряженность ЭМП пространственной волны достаточна для приема радиосигнала с переменным качеством. Замирания в этой области обусловлены как нестабильностью условий отражения от ионосферы, так и многолучевым распространением радиоволн. Последнее означает, что в точку приема приходят пространственные волны полезной РВС, отраженные от разных областей ионосферы, и интерференция происходит между этими волнами.

Для борьбы с замираниями на РВС применяют направленные передающие антенны. Помимо этого, тракты приема АМ сигналов всех радиовещательных приемников, соответствующих ГОСТ 5651-89, или аналогичным зарубежным стандартам, имеют системы автоматической регулировки усиления (АРУ).

### Передающая сеть

В зависимости от уровня атмосферных помех территории Районов I и III разделены на три зоны: А, В, С (см. рис. 16.1). Для каждой

Таблица 16.4

| Диапазон волн | Условия приема | $E_{\min}$, дБ, относительно 1 мкВ/м |
|---|---|---|
| Средние волны (СВ) | Земная волна, светлое время суток, зона обслуживания ограничена атмосферными помехами | 60 |
| | Земная волна, светлое время суток, имеются помехи от других РВС | 63 |
| | Земная волна, темное время суток. Прием осуществляется в сельской местности (имеются атмосферные помехи) | 71 |
| | Земная волна, темное время суток. Прием осуществляется в городских условиях (имеются промышленные помехи) | 77 |
| Длинные волны (ДВ) | Независимо от условий приема | 77 |

из этих зон приняты значения минимальной напряженности ЭМП $E_{\min}$ на частоте 1 МГц: для зоны А $E_{\min} = 60$ дБ (мкВ/м); для зоны В $E_{\min} = 70$ дБ (мкВ/м); для зоны С $E_{\min} = 63$ дБ (мкВ/м).

Для определения $E_{\min}$ на других частотах вводятся соответствующие поправки. В зависимости от условий приема и видов помех при планировании передающих сетей в России приняты различные значения $E_{\min}$ (табл. 16.4).

Определение линейных размеров, площади и конфигурации зоны обслуживания РВС, входящей в состав сети, требует учета мешающего воздействия всех других РВС, работающих в совмещенных, соседних и, при необходимости, более отдаленных частотных каналах.

Значение используемой напряженности ЭМП на границе зоны обслуживания данной РВС при наличии других РВС, осуществляющих передачу сигналов в совмещенном канале, можно определить по формуле [1, 3]

$$E_{\text{исп}} = \sqrt{\sum_i (a_i E_{\text{меш}i})^2 + \sum_l (a_l E_{\text{меш}l})^2 + E_{\min}^2}, \qquad (16.9)$$

где $E_{\text{меш}i}$ — напряженность ЭМП $i$-й мешающей РВС, которая работает в совмещенном частотном канале, мВ/м; $E_{\text{меш}l}$ — напряженность ЭМП $\ell$-й мешающей РВС, работающей в синхронной сети с данной РВС, мВ/м; $E_{\min}$— минимальная напряженность ЭМП, планируемая для данного диапазона частот, мВ/м; $a_i = 10^{A_i/20}$; $a_l = 10^{A_l/20}$; $A_i$, $A_l$ — защитные отношения по радиочастоте, относящиеся к РВС с номерами $i$ и $l$ соответственно, дБ.

Границы зоны обслуживания изменяются в зависимости от времени суток. В светлое время суток сигнал распространяется за счет земной волны, а влияние пространственной волны пренебрежимо мало. В темное время за счет лучшего прохождения пространственных волн возрастают уровни помех от удаленных РВС. При этом площадь зоны обслуживания полезной РВС сокращается (рис. 16.7).



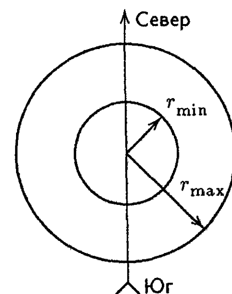



**Рис. 16.7.** Зоны обслуживания передатчика в дневное (большая площадь) и ночное (меньшая площадь) время

Для расчета передающей сети радиовещания, которая состоит из РВС ДВ или СВ диапазонов, можно использовать следующий алгоритм [2].

1. Определяют местоположения и характеристики передатчиков, которые создают помехи рассматриваемой РВС. Устанавливают защитные отношения для каждого мешающего передатчика.

2. За исходное принимают направление на север (по меридиану) от места расположения передатчика полезной РВС. На расстоянии $r_0$ от данного передатчика на указанном меридиане отмечают точку и определяют ее географические координаты: широту $\varphi_0$ и долготу $L_0$.

3. По известным географическим координатам всех передатчиков, которые создают помехи, используя формулы сферической геометрии, определяют расстояния от каждого передатчика до выбранной точки.

4. По кривым распространения ЭМП (см. рис. 16.3) определяют напряженности ЭМП помех, создаваемых мешающими передатчиками $E_{\text{меш}}$.

5. Зная значение $E_{\min}$ минимально допустимой напряженности ЭМП, создаваемого полезной РВС, по формуле (16.9) рассчитывают необходимое значение используемой напряженности ЭМП полезного сигнала $E_{\text{исп}}$.

6. По графикам (16.3) находят напряженность ЭМП $E'_{\text{исп}}$, создаваемую полезной РВС в выбранной точке $r_0$ (с координатами $\varphi_0$ и $L_0$), и сравнивают ее с рассчитанным значением $E_{\text{исп}}$. Если $\Delta E = E'_{\text{исп}} - E_{\text{исп}} = 0$, то расчет завершают и считают, что граница зоны обслуживания в выбранном направлении находится на расстоянии $r_0$ от полезной РВС. Если $\Delta E > 0$, то расчет повторяют, увеличивая расстояние от полезной РВС до исследуемых точек. Если $\Delta E < 0$, то расчет повторяют, уменьшая указанное расстояние. Расчет завершают при смене знака $\Delta E$. Затем, выполнив интерполяцию для нескольких последних вычислительных значений $\Delta E$, находят расстояние $r_0$, при котором $\Delta E \approx 0$.

Дискретно изменяя направление от полезной РВС до исследуемых точек приема на величину $\Delta\psi$, повторяют расчеты и определяют местоположение точек, для которых $\Delta E \approx 0$. Соединяя эти точки плавной кривой линией, определяют конфигурацию зоны обслуживания. Количество направлений, для которых производят расчеты, обычно выбирают в пределах от 6 до 12, при этом $\Delta\psi$ варьируется от $2\pi/6$ до $2\pi/12$.

При планировании сетей радиовещания подобные расчеты выполняют для каждой РВС.

## Синхронное радиовещание

Синхронное радиовещание применяется как в аналоговых системах (обычно в диапазоне СВ), так и в сетях цифрового радиовещания DAB, DRM.

Термином *синхронное радиовещание* обозначают способ организации передающих сетей радиовещания, в которых все передатчики РВС работают в синхронном режиме на одной частоте (в зарубежной литературе такие сети называют одночастотными — Single Frequency Network, SFN).

Данный способ организации радиовещания позволяет обеспечить многократное расширение зон обслуживания при экономии радиочастотного спектра. Такое расширение становится возможным в связи с тем, что для РВС, передающих одинаковые программы в синхронном режиме, требуются меньшие защитные отношения по радиочастоте. Выход из строя одного или нескольких передатчиков в синхронной сети не приводит полному прекращению вещания, а вызывает лишь сокращение зон хорошего приема. Поэтому надежность синхронных сетей достаточно высока (выше, чем у одиночных РВС).

Для построения синхронных сетей целесообразно применять передатчики малой и средней мощности, использующие земную волну.

При работе в синхронной сети аналоговых РВС, передающих сигналы с частотами СВ диапазона, наряду с зонами хорошего приема образуются и зоны искажений. Рассмотрим причины образования зоны искажений между двумя станциями $РВС_1$ и $РВС_2$, работающими в синхронном режиме. Допустим, что $РВС_1$ и $РВС_2$ предают АМ радиосигналы, для которых $\omega_1$ и $\omega_2$ — угловые несущие частоты; $\Omega$ — угловая частота модуляции. Обозначим точками $P_1$ и $P_2$ места расположения передающих антенн $РВС_1$ и $РВС_2$ соответственно (рис. 16.8). Выберем точку приема на расстояниях $r_1$ от $P_1$ и $r_2$ от $P_2$. В этой точке приема напряженности ЭМП, создаваемые $РВС_1$ и $РВС_2$, равны:

$$e_1 = E_1(1 + m_1 \cos \Omega t) \cos \omega_1 t = E_1 \cos \omega_1 t + \frac{m_1 E_1}{2} [\cos(\omega_1 + \Omega)t + \cos(\omega_1 - \Omega)t]; \quad (16.10)$$

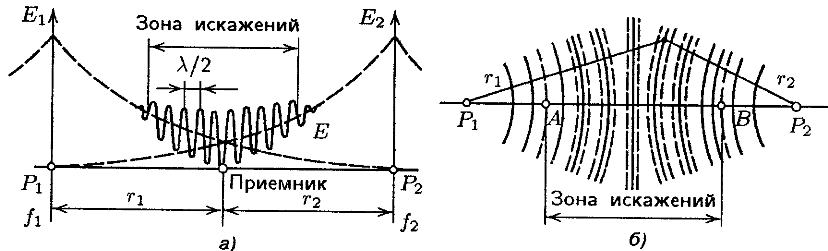



**Рис. 16.8.** Искажения при работе двух передатчиков в сети синхронного радиовещания: *а* — интерференционная структура электромагнитного поля в зоне искажений; *б* — участки хорошего и плохого радиоприема



$$e_2 = E_2 \cos(\omega_2 t - \varphi_0 - \varphi) + \frac{m_2 E_2}{2} \{\cos[(\omega_2 + \Omega)t - \varphi_0 - \varphi - \theta] + \cos[(\omega_2 - \Omega)t - \varphi_0 - \varphi - \theta]\}, \quad (16.11)$$

где $E_1$, $E_2$ — амплитуды напряженностей ЭМП несущих колебаний; $m_1$, $m_2$ — коэффициенты амплитудной модуляции; $\varphi_0$ — начальная разность фаз несущих колебаний; $\theta$ — угол сдвига фаз модулирующих колебаний (несинфазность модуляции); $\varphi$ — разность фаз, обусловленная неодинаковостью расстояний от РВС до выбранной точки приема. Для упрощения анализа будем считать, что $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, т.е. синхронизация идеальная, $m_1 = m_2 = 0$, т.е. амплитудная модуляция отсутствует; $\varphi_0 = \theta = 0$; $E_1 = E_2$. Воздействие таких ЭМП на приемную антенну приводит к возникновению на входе радиоприемника напряжения, которое можно определить как сумму напряжений, создаваемой каждой РВС в отдельности:

$$u_р = U_1 \cos \omega t + U_2 \cos(\omega t - \varphi) = U_р \cos(\omega t + \psi), \quad (16.12)$$

где $u_р$ — результирующее напряжение несущей частоты на входе приемника; $U_1$ и $U_2$ — амплитуды напряжений несущей частоты, создаваемых $РВС_1$ и $РВС_2$ соответственно; $\varphi$ — разность фаз, возникшая вследствие различия расстояний $r_1$ и $r_2$; $U_р$ — амплитуда результирующего колебания; $\psi$ — фаза результирующего колебания.

Величины $\varphi$, $U_р$ и $\psi$ можно определить из выражений [2]

$$\varphi = \frac{\omega}{c}(r_2 - r_1) = \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1); \quad (16.13)$$

$$U_р = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos\varphi} = U_1\sqrt{1 + G^2 + 2G\cos\varphi}; \quad (16.14)$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{G \sin\varphi}{1 + G \sin\varphi}. \quad (16.15)$$

Здесь $c$ — скорость света; $\lambda$ — длина волны; $G = U_1/U_2$. Если выбрать точку приема в том месте, где $U_1 = U_2$ и $G = 1$, то

$$U_р = U_1\sqrt{2(1 + \cos\varphi)} = 2U_1|\cos\varphi/2|. \quad (16.16)$$

В идеальном случае при $E_1 = E_2$ можно считать, что эта точка находится на равном расстоянии от обеих РВС, т.е. $r_1 = r_2 = r$. При смещении точки приема на расстояние $r$ в сторону $РВС_1$ разность расстояний $(r_2 + \Delta r) - (r_1 - \Delta r) = r_2 - r_1 + 2\Delta r$, и при $r_1 = r_2 = r$ эта разность равна $2\Delta r$. Разность фаз в таком случае

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(r_2 - r_1 + 2\Delta r).$$

При $r_1 = r_2$ имеем

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(2\Delta r). \quad (16.17)$$

Тогда, подставив (16.17) в (16.16), получим

$$U_р = 2U_1 \left| \cos \frac{2\pi}{\lambda} \Delta r \right|. \qquad (16.18)$$

Из (16.18) следует, что вследствие интерференции электромагнитных полей, которые создают $РВС_1$ и $РВС_2$, образуются стоячие волны, узлы и пучности которых повторяются через расстояние равное $\lambda/2$ (рис. 16.8,*а*).

На участках зоны искажений, для которых $U_1 \approx U_2$ и $G \approx 1$, напряженность ЭМП в узлах примерно равна нулю. По мере приближения радиоприемника к одной или другой РВС колебания значений напряженности ЭМП уменьшаются.

При наличии амплитудной модуляции ($m_1 = m_2 \neq 0$) картина распределения стоячих волн усложняется. Этот случай подробно рассмотрен в [2]. Геометрическим местом узлов и пучностей напряженности ЭМП при работе двух РВС в синхронном режиме являются гиперболы, фокусы которых находятся в местах расположения передающих антенн $РВС_1$ и $РВС_2$ (точки $P_1$ и $P_2$ на рис. 16.8,*б*). На рис. 16.8,*б* отмечены пунктиром полоски, расположенные вблизи узлов ЭМП, в которых наблюдаются значительное ослабление спектральных составляющих с несущими частотами и, как следствие, большие искажения сигналов при приеме. Ширина этих полосок около $0{,}1\lambda$. Они чередуются с областями хорошего приема. По мере приближения к границам зоны искажений ширина указанных полосок уменьшается. При $E_1/E_2 = E_{пол}/E_{меш} \approx 2{,}5$ ($A_{рч} = 8$ дБ) искажения, вызванные интерференцией радиоволн, становятся незаметными для слушателей.

Защитное отношение по радиочастоте $A_{рч}$ для сетей синхронного радиовещания зависит в основном от точности синхронизации несущих частот, а также от разности времени распространения модулирующих сигналов в трактах первичного распределения программ. Нарушение синфазности модулирующих сигналов вызвано тем, что каналы звукового вещания, по которым звуковые сигналы поступают на РВС, вносят неодинаковые фазовые сдвиги. Выравнивание этих фазовых сдвигов осуществляется при помощи фазовых корректоров. Защитное отношение по радиочастоте $A_{рч}$ в синхронной сети принимается равным 8 дБ при условии выполнения установленных требований по синхронизации несущих частот и синфазности модулирующих колебаний.

В синхронных сетях аналогового радиовещания в качестве основного применяется фазовый режим синхронизации. При этом производится коррекция несущих частот синхронных РВС по образцовой частоте, которая передается при помощи радиосигнала, формируемого специальной радиостанцией. Эта радиостанция работает в диапазоне километровых волн. Обычно применяются значения образцовых частот 25, 50 и 66,6(6) кГц (200/3 кГц). Последнее значение используется на Европейской части территории России. Суточная нестабильность образцовых



частот не превышает $10^{-11}$. Радиостанция, передающая такой сигнал, находится в Москве.

Структурная схема синхронизации несущих частот РВС, работающих в синхронной сети аналогового радиовещания, представлена на рис. 16.9. Для синхронизации применяется схема автоматической подстройки фазы (АПФ). Радиосигналы образцовой частоты, передаваемой радиостанцией КРС, принимаются на РВС при помощи специальных приемников точных частот (ПТЧ), полоса пропускания которых составляет менее 1 Гц. Сигнал точной частоты $F_т$ с выхода ПТЧ поступает на один из входов блока АПФ. На второй вход поступает напряжение с частотой задающего генератора РВС $F_г$. В блоке АПФ эти две частоты сравниваются между собой и вырабатывается сигнал ошибки, при помощи которого выполняется коррекция частоты $F_г$.

**Рис. 16.9.** Схема фазовой синхронизации РВС

При идеальной синхронизации интерференционная структура ЭМП остается неподвижной, и примерно на 70 % площади зоны искажений теоретически возможен прием радиосигналов с хорошим качеством. Реально площадь хорошего приема не превышает 60 % площади зоны искажений.

## Стереофоническое радиовещание в диапазоне ГМВ

Стереофоническое радиовещание в диапазоне ГМВ (СВ) внедрено в некоторых странах (США, Канада, Япония и др.). Его преимуществом по сравнению со стереофоническим МВ-ЧМ радиовещанием, является большая площадь зоны обслуживания и меньшая чувствительность к многолучевому распространению радиоволн, что позволяет повысить устойчивость приема стереофонических программ в подвижных объектах (например, в автомобилях). К недостаткам следует отнести более узкий диапазон воспроизводимых частот (высшая модулирующая частота $F_в$ не превышает 10 кГц, в то время как при МВ-ЧМ вещании $F_в = 15$ кГц), а также больший уровень нелинейных искажений.

Системы стереофонического радиовещания в ГМВ (СВ) диапазоне должны удовлетворять следующим основным требованиям:

- обладать совместимостью, т.е. возможностью принять стереофонический сигнал в монорежиме с требуемым качеством при помощи обычного АМ радиоприемника;
- сохранять неизменной полосу частот радиоканала при работе передатчика в монофоническом и стереофоническом режимах.

Наибольшее распространение среди разработанных систем стереофонического радиовещания в диапазоне СВ получили системы с квадратурной модуляцией. В них для передачи левого $Л(t)$ и правого $П(t)$

звуковых сигналов стереопары используются два АМ колебания с одинаковыми несущими частотами, но сдвинутыми по фазе на 90°.

Для упрощения анализа примем равными единице значения амплитуды $A_0$ несущего колебания $u_н(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0)$ и амплитуд $S_л$ и $S_п$ модулирующих сигналов левого $Л(t) = S_л \cos(\Omega_л t + \varphi_л)$ и правого $П(t) = S_п \cos(\Omega_п t + \varphi_п)$ каналов, т.е. $A_0 = S_л = S_п = 1$, а значения начальных фаз $\theta_0 = \varphi_л = \varphi_п = 0$. Здесь $\Omega_л$ и $\Omega_п$ — модулирующие угловые частоты звукового диапазона левого и правого каналов; $\omega_0$ — угловая несущая частота.

С учетом этих допущений квадратурный стереофонический сигнал можно представить в виде

$$u(t) = (1 + m_л \cos \Omega_л t + m_п \cos \Omega_п t) \cos \omega_0 t + (m_л \cos \Omega_л t - m_п \cos \Omega_п t) \sin \omega_0 t, \quad (16.19)$$

где $m_л$ и $m_п$ — коэффициенты модуляции левого и правого каналов. В выражении (16.19) первое слагаемое соответствует суммарному сигналу $M(t) = Л(t) + П(t)$, а второе — разностному $S(t) = Л(t) - П(t)$.

Выражение (16.19) можно преобразовать к виду

$$u(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (16.20)$$

где

$$A(t) = \sqrt{(1 + m_л \cos \Omega_л t + m_п \cos \Omega_п t)^2 + (m_л \cos \Omega_л t - m_п \cos \Omega_п t)^2}; \quad (16.21)$$

$$\theta(t) = \operatorname{arctg} \frac{m_л \cos \Omega_л t - m_п \cos \Omega_п t}{1 + m_л \cos \Omega_л t + m_п \cos \Omega_п t}. \quad (16.22)$$

Монофонический приемник при помощи амплитудного детектора выделяет огибающую $A(t)$.

В выражении (16.21) первое слагаемое под корнем соответствует неискаженной огибающей АМ сигнала (т.е. сигналу $M(t) = Л(t) + П(t)$), а второе слагаемое обусловливает нелинейные искажения, которые имеют место даже при использовании идеально линейного амплитудного детектора.

Нелинейные искажения можно уменьшить путем снижения коэффициентов модуляции $m_л$ и $m_п$. Однако это привело бы к уменьшению отношения сигнал/шум при приеме сигнала. Поэтому применяют другие технические решения, описанные ниже.

**Система фирмы Motorola.** Фирма Motorola предложила систему, в которой несовместимая с АМ сигналами огибающая (16.21) заменяется огибающей вида

$$A'(t) = 1 + m_л \cos \Omega_л t + m_п \cos \Omega_п t.$$

Передающая часть системы (рис. 16.10,*а*) содержит суммарно-разностный преобразователь СРП, амплитудный модулятор М, генератор



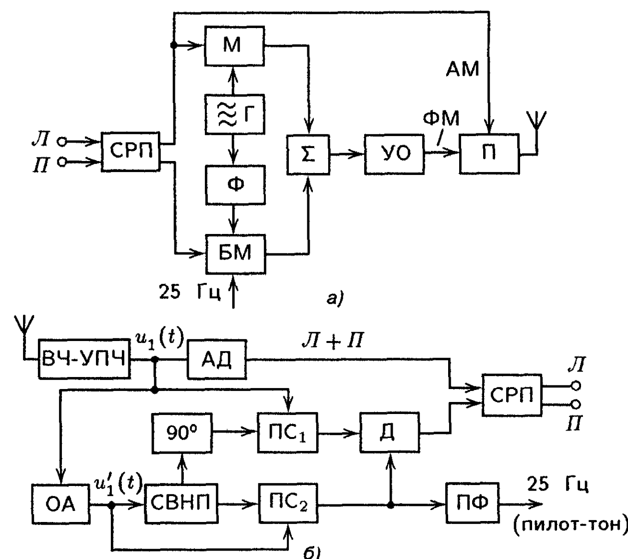



**Рис. 16.10.** Структурные схемы передающего (*а*) и приемного (*б*) трактов системы стереофонического радиовещания фирмы Motorola

несущей частоты Г, фазовращатель Ф, осуществляющий сдвиг фазы несущего колебания, которое создается генератором Г, на 90°, балансный модулятор БМ, сумматор сигналов Σ, усилитель-ограничитель УО, необходимый для подавления амплитудной модуляции сигнала $u(t)$, передатчик, на один вход которого поступает суммарный сигнал $M(t) = Л(t) + П(t)$ с выхода СРП, а на другой — фазомодулированный (ФМ) сигнал с выхода УО.

По существу в системе Motorola на вход усилителя мощности передатчика поступает АМ-ФМ колебание вида

$$u(t) = (1 + m_л \cos \Omega_л + m_п \cos \Omega_п) \cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (16.23)$$

где

$$\theta(t) = \operatorname{arctg} \frac{m_л \cos \Omega_л t - m_п \cos \Omega_п t}{1 + m_л \cos \Omega_л t + m_п \cos \Omega_п t}. \quad (16.24)$$

Приемная часть (рис. 16.10,*б*) функционирует следующим образом. После прохождения принятого радиосигнала через тракт ВЧ-УПЧ и преобразования несущей частоты $\omega_0$ в промежуточную $\omega_{пр}$ выражение для принятого сигнала можно представить в виде

$$u_1(t) = (1 + m_л \cos \Omega_л + m_п \cos \Omega_п) \cos[\omega_{пр} t + \theta(t)]. \quad (16.25)$$

Этот сигнал поступает на вход амплитудного детектора. На выходе детектора образуется суммарный сигнал стереопары $M(t) = Л(t) + П(t)$. Кроме того, сигнал с выхода тракта ВЧ-УПЧ поступает на вход

усилителя-ограничителя амплитуды ОА. На его выходе формируется ФМ колебание вида

$$u_1'(t) \approx \cos[\omega_{\text{пр}} t + \theta(t)] = \cos\theta(t)\cos\omega_{\text{пр}} t - \sin\theta(t)\sin\omega_{\text{пр}} t. \quad (16.26)$$

С выхода ограничителя амплитуды ОА сигнал поступает на вход схемы выделения немодулированной несущей промежуточной частоты СВНП. Выделенное по этой схеме напряжение промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}}$ подается на входы перемножителей сигналов $\text{ПС}_1$ и $\text{ПС}_2$ со сдвигом по фазе на 90°. На второй вход $\text{ПС}_1$ поступает напряжение сигнала $u_1(t)$, и после перемножения напряжений и подавления надтональных составляющих напряжение на выходе будет иметь вид

$$u_1(t)\sin\omega_{\text{пр}}(t) \approx (1 + m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}} t + m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t)\sin\theta(t). \quad (16.27)$$

На второй вход ПС2 подается напряжение сигнала $u_1'(t)$, и после перемножения напряжений и подавления надтональных составляющих получим выходное напряжение

$$u_1'(t)\cos\omega_{\text{пр}} t \approx \cos\theta(t). \quad (16.28)$$

В устройстве деления Д осуществляется деление напряжений, соответствующих выражениям (16.27) и (16.28). На выходе Д получим напряжение вида

$$u_{\text{выхД}} = (1 + m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}} t + m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t)\,\text{tg}\,\theta(t). \quad (16.29)$$

Подставим выражение (16.24) для $\theta(t)$ в (16.29). Учитывая, что $\text{tg}\,\text{arctg}\,X = X$, и произведя сокращения, получим выражение

$$u_{\text{вых д}} = m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}} t - m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t = S(t), \quad (16.30)$$

представляющее собой разностный сигнал. Далее сигналы $M(t)$ и $S(t)$ поступают на входы суммарно-разностного преобразователя СРП, в котором восстанавливаются сигналы стереопары $Л(t)$ и $П(t)$.

Фильтр ПФ предназначен для выделения пилот-тона, частота которого равна 25 Гц. При помощи пилот-тона обеспечивается функционирование схемы стереоиндикации.

Спектр стереофонического сигнала при модуляции по системе Motorola шире, чем спектр монофонического АМ сигнала, при том же значении высшей модулирующей частоты $F_{\text{в}}$.

Отношение сигнал/шум при стереоприеме ухудшается на 3 дБ по сравнению с моноприемом.

**Система фирмы Harris.** В передающем тракте, построенном по системе Harris (рис. 16.11,*а*), квадратурный сигнал получают путем балансной модуляции (в блоках $\text{БМ}_1$ и $\text{БМ}_2$) сигналами стереопары $Л(t)$ и $П(t)$ напряжений двух несущих, одинаковых по частоте, но сдвинутых по фазе при помощи фазовращателей Ф на углы $+\varphi$ и $-\varphi$ относительно напряжения задающего генератора.



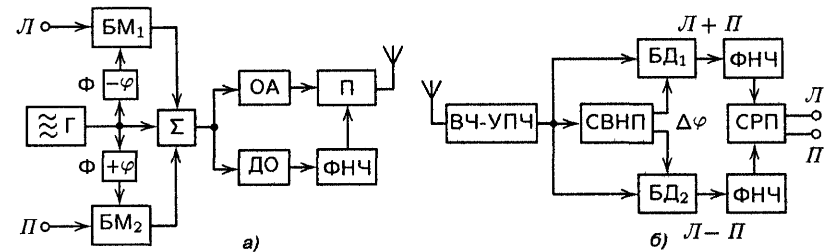



**Рис. 16.11.** Структурные схемы передающего (*а*) и приемного (*б*) трактов системы стереофонического радиовещания фирмы Harris

С выходов балансных модуляторов и задающего генератора Г напряжения поступают на входы сумматора Σ. На его выходе формируется напряжение вида

$$U(t) = \cos\omega_0 t + m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}}\cos(\omega_0 t - \varphi) + m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t\cos(\omega_0 t + \varphi). \quad (16.31)$$

Здесь приняты те же самые обозначения и допущения, что и ранее.

Используя тригонометрические формулы, выражение (16.31) можно преобразовать к виду

$$U(t) = [1 + (m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}} t + m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t)\cos\varphi]\cos\omega_0 t + \\ + [(m_{\text{л}}\cos\Omega_{\text{л}} t - m_{\text{п}}\cos\Omega_{\text{п}} t)\sin\varphi]\sin\omega_0 t. \quad (16.32)$$

Выражение (16.32) соответствует квадратурному колебанию. Изменяя параметр $\varphi$, можно устанавливать разные соотношения между суммарной и разностной компонентами стереосигнала. При $\varphi = 0$ второе слагаемое (16.32) равно нулю, и сигнал становится монофоническим. При $\varphi = 90°$ нулю равно первое слагаемое ($\cos 90° = 0$), и исчезает суммарный сигнал $M(t)$. При $\varphi = 45°$ присутствуют оба слагаемых в равной степени, и имеет место квадратурная модуляция.

К основным недостаткам обычной квадратурной модуляции следует отнести большой уровень нелинейных искажений, возникающих при детектировании такого сигнала. Расчеты показывают, что при $m_{\text{л}} = m_{\text{п}} = 0{,}3$ коэффициент гармоник $K_{\text{г}} = 8...10$ %. Это недопустимо много для радиовещания.

Уровень нелинейных искажений можно снизить путем уменьшения $\varphi$, однако это приводит к ухудшению отношения сигнал/шум при приеме. В одном из вариантов системы Harris принято значение $\varphi = 15°$, что позволяет снизить $K_{\text{г}}$ примерно в 10 раз, однако отношение сигнал/шум при этом ухудшается примерно на 11,7 дБ (в 3,85 раза) по сравнению с моноприемом.

Далее передаваемый стереофонический сигнал формируется следующим образом. Квадратурное колебание (16.32), полученное на выходе сумматора Σ, поступает на входы ограничителя амплитуды ОА и детектора огибающей ДО. К выходу последнего подключен фильтр нижних

частот ФНЧ. Ограничитель амплитуды ОА предназначен для подавления амплитудной модуляции, и на его выходе создается ФМ колебание, фаза которого изменяется в соответствии с формулой (16.22). Выделенная при помощи ДО и ФНЧ огибающая квадратурного сигнала модулирует несущую частоту, в качестве которой используют ранее полученное с выхода ОА ФМ колебание.

Расширения полосы частот, занимаемых радиосигналом, при переходе передатчика РВС из моно- в стереорежим здесь практически не происходит.

Структурная схема приемного тракта представлена на рис. 16.11,*б*. После обработки в тракте ВЧ-УПЧ сигнал поступает на два балансных детектора $БД_1$ и $БД_2$, а также на схему выделения немодулированной промежуточной частоты СВНП. Полученное с выхода последнего блока напряжение с угловой частотой $\omega_{пр}$ поступает на вторые входы балансных детекторов со сдвигом по фазе на 90°. В результате на выходе $БД_1$ получаем суммарный сигнал $M(t) = Л(t) + П(t)$, а на выходе $БД_2$ — разностный $S(t) = Л(t) - П(t)$. После ФНЧ эти сигналы уравниваются по амплитуде и затем поступают на входы СРП. В этом устройстве восстанавливаются левый $Л(t)$ и правый $П(t)$ сигналы стереопары.

## 16.4. Радиовещание в диапазоне ДКМВ

Диапазон ДКМВ (или КВ) ограничен частотами 3...30 МГц. В этом диапазоне для радиовещания предназначены отдельные участки — КВ поддиапазоны (см. табл. 16.2). Полосы частот за их пределами используются для других видов радиосвязи.

Распространение сигналов, создаваемых РВС, в данном диапазоне может осуществляться за счет земных или пространственных волн. Радиовещание с использованием земной волны в диапазоне ДКМВ реализуемо на относительно небольших расстояниях от РВС (от десятков до одной-двух сотен километров, в зависимости от мощности передатчика и частоты сигнала), поскольку земная волна данного диапазона частот подвержена существенному поглощению в почве. Однако радиоволны диапазона ДКМВ (КВ) обладают свойством отражаться от ионосферы с небольшими потерями. Поэтому прием сигналов КВ радиовещания, передаваемых при помощи пространственных волн, возможен на очень больших расстояниях от РВС (до нескольких тысяч километров) при относительно небольших мощностях передатчиков. При этом образуются так называемые «мертвые зоны» в тех районах, куда земная волна практически не поступает, вследствие поглощения, а пространственная волна — из-за условий отражения (в упрощенном виде — рис. 16.12). Возможны многократные отражения поочередно от ионосферы и земной поверхности. При этом в соответствующее количество раз увеличивается дальность приема.

Поскольку состояние ионосферы зависит от солнечной активности и положения Земли относительно Солнца, наблюдаются различные



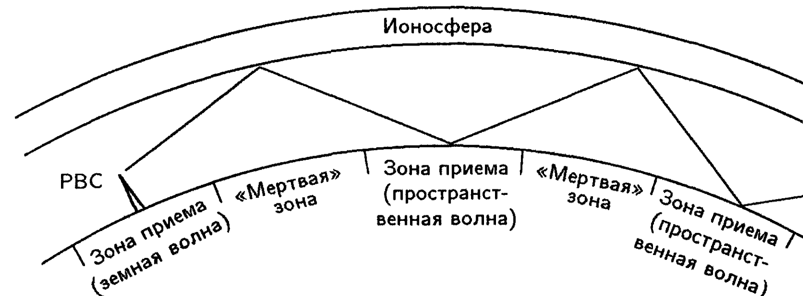



**Рис. 16.12.** Распространение радиоволн ДКМВ (КВ) диапазона

циклы изменения этого состояния, например, суточные, сезонные, 11-летние. Состояние ионосферы существенным образом влияет на условия распространения радиоволн ДКМВ (КВ) диапазона. В светлое время суток лучшее прохождение имеют пространственные волны более высокочастотных КВ поддиапазонов (например, 19, 16 и 13 м). В темное время суток улучшаются условия распространения для пространственных волн в более низкочастотных КВ поддиапазонах (например, 49 и 41 м). Качество приема в поддиапазонах 25 и 31 м в меньшей степени зависит от времени суток.

При организации КВ радиосвязи и радиовещания составляют прогнозы условий распространения коротких волн на разные периоды года (сезоны). Обычно год разделяют на четыре сезона: ноябрь-февраль, март-апрель, май-август, сентябрь-октябрь. Учитывают также 11-летний период изменения солнечной активности.

Повышения надежности и качества приема можно достичь при передаче одной и той же программы несколькими передатчиками в разных КВ поддиапазонах. В этих же целях применяют направленные антенны, коэффициенты усиления которых достигают 18...19 дБ.

В соответствии с установленной нормой значение напряженности ЭМП в зоне обслуживания должно быть не менее 50 дБ (мкВ/м).

В настоящее время КВ диапазоны сильно перегружены. Количество одновременно работающих РВС в несколько раз превышает число имеющихся радиоканалов. Поэтому прием радиосигналов нередко сопровождается помехами. При работе двух РВС в совмещенном частотном канале для обеспечения хорошего качества приема требуемое защитное отношение по радиочастоте $A_{рч} = 27$ дБ. Удовлетворительное качество приема достигается при $A_{рч} = 16...17$ дБ.

Для радиосигналов КВ диапазона характерно наличие замираний (в том числе глубоких, вплоть до полного прекращения приема) вследствие изменения напряженностей ЭМП в точках приема. Это явление можно объяснить непредсказуемым изменением условий отражения радиоволн от ионосферы и многолучевым их распространением, приводящим к интерференции.

Ввиду возросшей потребности в увеличении количества радиовещательных каналов на ВАКР, прошедшей в 1987 г., было принято решение о переходе в ДКМВ (КВ) диапазоне от передачи АМ сигналов к передаче однополосно-модулированных (ОМ) сигналов (называемых также сигналами с одной боковой полосой — ОБП) с частично подавленной несущей. Переход на ОМ-радиовещание в диапазоне КВ предполагается осуществить в два этапа:

1-й этап — с 1.1.1990 г. по 31.12.2015 г.: переходный период, в течение которого должна происходить постепенная замена АМ на ОМ радиовещание с подавлением несущей на 6 дБ (подавлением несущей называется отношение, дБ, уровня несущей к кратковременному пиковому уровню сигнала (несущая плюс боковая полоса)). Такие ОМ сигналы могут быть демодулированы с удовлетворительными уровнями нелинейных искажений детекторами обычных АМ-радиоприемников. Это позволяет использовать в течение переходного периода старый парк радиоприемников.

2-й этап — после 31.12.2015 г.: полный переход РВС КВ диапазона на передачу ОМ сигналов с подавлением несущей на 12 дБ. Качественный прием таких сигналов при использовании АМ-детекторов невозможен, поэтому приемники должны быть оборудованы к указанному сроку специальными ОМ-демодуляторами.

В соответствии с принятыми решениями установлены диапазон модулирующих частот передаваемых ОМ сигналов по уровню −3 дБ 150...4500 Гц; крутизна затухания модулирующих частот, меньших, чем 150 Гц — 6 дБ/окт, больших, чем 4500 Гц — 35 дБ/кГц; интервал между соседними частотными каналами — 5 кГц; для передачи используется верхняя боковая полоса (ВБП).

## 16.5. Радиовещание в диапазоне МВ

В нашей стране для аналогового радиовещания в диапазоне МВ используют полосы частот 65,9...74 и 87,5...108 МГц.

Следует, однако, иметь в виду, что по отечественным стандартам часть второй полосы частот (92...100 МГц) отведена для передачи пятого телевизионного канала. Поэтому в некоторых регионах для радиовещания используют полосы частот 65,9...74, 87,5...92 и 100...108 МГц. В соответствии с ГОСТ 5651-89 полосы частот 65,8...74 и 100...108 МГц называют соответственно диапазонами УКВ1 и УКВ2.

Для радиовещания в диапазоне МВ (УКВ) применяются частотную модуляцию несущего колебания, что позволяет обеспечить более широкий, по сравнению с АМ вещанием, диапазон модулирующих частот и высокое качество звуковоспроизведения. В этом диапазоне возможна передача моно- и стереофонических программ, однако предпочтение здесь отдается стереофоническому радиовещанию. В соответствии с рекомендациями МККР 450-1 максимальная девиация частоты ($\delta F_{\max}$) может быть выбрана равной либо ±50 кГц, либо ±75 кГц.



Передача стереофонических радиопрограмм в диапазоне УКВ1 осуществляется по отечественной системе с полярной модуляцией (ПМ). Максимальная девиация частоты $\delta F_{\max} = \pm 50$ кГц. Диапазон модулирующих частот 31,5...15000 Гц. В полосе частот 87,5...108 МГц для передачи стереофонических программ применяется система с пилот-тоном (ПТ), принятая в большинстве зарубежных стран. Максимальная девиация частоты $\delta F_{\max} = \pm 75$ кГц. Диапазон модулирующих частот 40...15000 Гц.

Минимальная используемая напряженность ЭМП в диапазоне МВ ($E_{\min}$) для сельской местности ограничена в основном собственными шумами радиоприемниками и космическими шумами. В этой местности нормируется значение $E_{\min} = 48$ дБ (мкВ/м) и $E_{\min} = 54$ дБ (мкВ/м) для монофонического и стереофонического радиовещания соответственно. В городских условиях возрастают уровни помех от промышленного, учрежденческого и бытового оборудования, поэтому нормы на $E_{\min}$ несколько выше — $E_{\min} = 60...75$ дБ (мкВ/м).

Необходимо также учитывать ослабление ЭМП в городах, обусловленное большим количеством зданий и других строений с металлическими конструкциями, проводов разного назначения и т.д. Значительное ослабление ЭМП данного диапазона наблюдается внутри зданий, особенно железобетонных.

Кроме того, радиоволны диапазона МВ обладают свойством отражаться от препятствий (строений, транспортных средств, естественных возвышенностей и др.). Поэтому в приемную антенну пользователя обычно поступают, кроме основного, и ряд отраженных сигналов. Многолучевое распространение сигналов нередко приводит к появлению специфических искажений при стереоприеме. Особенно заметен этот эффект при прослушивании стереофонических программ в автомобиле, движущемся в районах с многоэтажной застройкой. В условиях стационарного приема данный эффект можно несколько ослабить, применяя внешнюю направленную антенну (например, типа «волновой канал»). Очевидно, однако, что этот способ непригоден для улучшения качества приема в подвижных объектах.

Специфика распространения радиоволн метрового диапазона состоит в том, что пространственная волна почти не отражается от ионосферы и уверенный прием возможен на расстоянии, немногим превышающем расстояние прямой видимости между передающей и приемной антеннами.

С учетом эффектов дифракции (огибания сферической поверхности) и рефракции (отклонения направления распространения радиоволн от прямолинейного) в нижних слоях атмосферы радиус зоны обслуживания $r$, км, РВС можно определить по формуле [2]

$$r = 4{,}12(\sqrt{H_1} + \sqrt{H_2}), \qquad (16.33)$$

где $H_1$ — высота передающей антенны, м; $H_2$ — высота приемной антенны, м.

**Определение зоны обслуживания.** Зона обслуживания РВС МВ диапазона при наличии только атмосферных и промышленных помех (т.е. при отсутствии мешающих передатчиков) может быть определена по формуле (16.6), преобразованной к виду

$$R(L) = E_{\min} - E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, 90, 50) - P_{\Sigma\text{пол}} \quad \text{для } T = 90\ \% \qquad (16.34)$$

и

$$R(L) = E_{\min} - E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, 99, 50) - P_{\Sigma\text{пол}} \quad \text{для } T = 99\ \%, \qquad (16.35)$$

где $R(L)$ следует выражать в дБ.

Значение $E_{\text{пол}}(r_{\text{пол}}, T, 50)$ при заданном $r_{\text{пол}}$ можно определить по рис. 16.4, на котором приведены зависимости изменения напряженности ЭМП от расстояния и высоты подъема передающей и приемной антенны для диапазона частот 30...250 МГц, $P_\Sigma = 1$ кВт, $L = 50$ % и разных значений времени превышения 1, 10, 50 % (кривые МККР).

Между значениями напряженности ЭМП для произвольного времени $T$, %, и медианным значением ($T = 50$ %) существует связь, определяемая выражением

$$E(r, T, 50) = E(r, 50, 50) + R(T), \qquad (16.36)$$

где $R(T)$ определяется по графикам медленных и быстрых изменений напряженности электромагнитного поля [1, 3].

Значение $R(L)$ также определяется по графикам (рис. 16.3). Такие графики для разных частотных диапазонов и вариантов рельефа местности представлены в документах МККР. Значение $\Delta h = 50$ м соответствует слабо пересеченной местности, $\Delta h = 150$ м — средне, а $\Delta h = 300$ м — сильно пересеченной местности.

На границе зоны обслуживания вероятность уверенного приема обычно задают равной 50 %. Для равнинной или слабо пересеченной местности $E_{\text{пол}}$ можно определить из (16.34), (16.35), подставив значения $E_{\min}$, $P_\Sigma$ и $R(L) = 0$ и пользуясь при этом кривыми МККР (см. рис. 16.4) для $T = 90$ % и $T = 99$ % либо кривыми для $T = 50$ % с учетом поправочных коэффициентов $R(T) = R(90)$ и $R(T) = R(99)$.

График защитных отношений по радиочастоте $A_{\text{рч}}$, рекомендуемых МККР для монофонического приема ЧМ сигналов при максимальной девиации частоты, равной ±50 кГц, показаны на рис. 16.14 (кривая *1*).

При работе двух РВС, передающих монофонические сигналы в совмещенном частотном канале, $A_{\text{рч}} = 32$ дБ, т.е. отношение напряженности ЭМП полезной и мешающей РВС на границе зоны обслуживания должно быть не менее 39,8 раз. Для радиостанций, передающих разные программы, при разносе частот $\Delta f = 180$ кГц $A_{\text{рч}} = 0$, т.е. эти РВС могут создавать в точке приема поля с одинаковыми величинами напряженности, не вызывая взаимных помех. Для РВС передающих



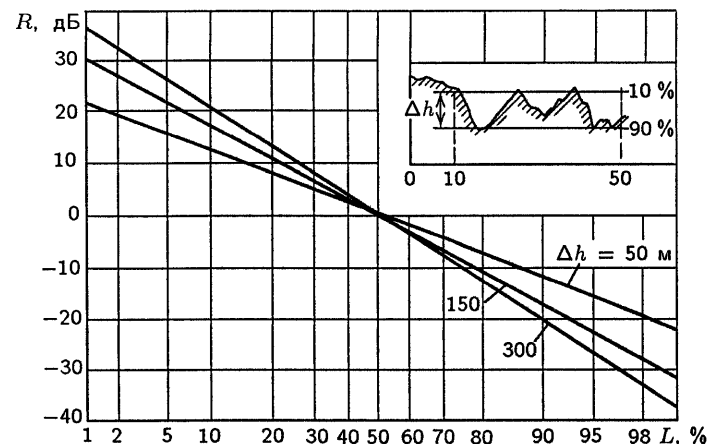



**Рис. 16.13.** Зависимость распределения напряженности электромагнитного поля от процента точек приема

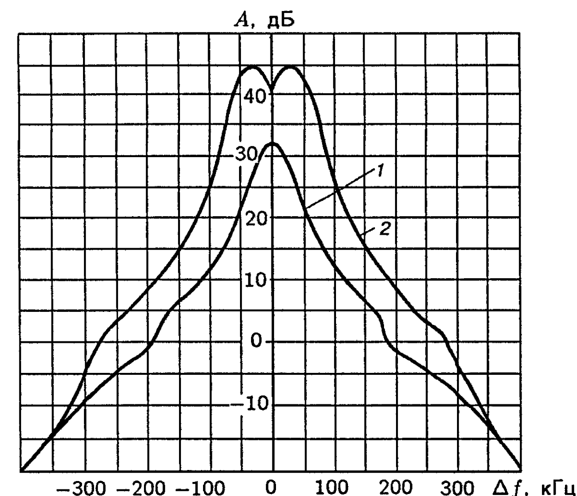



**Рис. 16.14.** Зависимость защитного отношения по радиочастоте от разности между несущими частотами полезного и мешающего сигналов для моно- (кривая *1*) и стереоприема (кривая *2*) МВ-ЧМ станций

одинаковые монофонические программы, допускается значение $A_{\text{рч}} = 0$ при разносе частот $\Delta f = 120$ кГц.

График защитных отношений для случая приема стереофонических ЧМ сигналов показан на рис. 16.14 (кривая *2*). При разносе несущих частот $\Delta f = 0$ защитное отношение $A_{\text{рч}} \approx 41$ дБ. Максимально защитное отношение $A_{\text{рч}} \approx 45$ дБ должно быть реализовано при значении $\Delta f = 40$ кГц.

Наличие помех от другой РВС приводит к сокращению зоны обслуживания. Если мешающая РВС одна и создаваемые ею помехи намного превышают помехи промышленного и бытового происхождения, то параметры зоны обслуживания могут быть рассчитаны по формуле (16.6а).

При известном защитном отношении, заданном применительно к медианному значению напряженности ЭМП, для монофонического и стереофонического приема принимается [1, 3]

$$R(T) = R(90) = R(99) = 0 \text{ и } E_{пол}(r_{пол}, T, L) = E_{пол}(r_{пол}, 50, 50).$$

Тогда выражение (16.6) для моноприема преобразуется к виду

$$K(L) = A_{рч} + P_{\Sigma меш} - P_{\Sigma пол} - E_{пол}(r_{пол}, 50, 50) + E_{меш}(r_{меш}, 10, 50), \quad (16.37)$$

а для стереофонического приема

$$K(L) = A_{рч} + P_{\Sigma меш} - P_{\Sigma пол} - E_{пол}(r_{пол}, 50, 50) + E_{меш}(r_{меш}, 1, 50), \quad (16.38)$$

Подставляя в уравнения (16.37), (16.38) известные значения $A_{рч}$, $P_{\Sigma меш}$, $P_{\Sigma пол}$ и $K(L) = 0$, по кривым МККР (рис. 16.4) находят в выбранном направлении такие расстояния $r_{пол}$ от полезного и $r_{меш}$ от мешающего передатчиков, при которых значения $E_{пол}(r_{пол}, 50, 50)$ и $E_{меш}(r_{меш}, T, 50)$ удовлетворяют одному из указанных уравнений. Подобные вычисления выполняют и для других направлений. После этого точки, для которых вычислены значения $r_{пол}$, соединяют плавной кривой, которая отображает конфигурацию зоны обслуживания.

При наличии нескольких мешающих РВС расчеты значительно усложняются и их выполняют на ЭВМ с применением специальных программ.

## Контрольные вопросы

1. Дайте определения защитных отношений по звуковой частоте и радиочастоте.
2. В чем состоит различие между земными и пространственными радиоволнами?
3. Что такое замирания радиосигналов в месте приема и чем они обусловлены?
4. Каков алгоритм расчета передающей сети радиовещания, которая состоит из радиовещательных станций КМВ (ДВ) или ГМВ (СВ) диапазонов?
5. Что такое синхронное радиовещание? Каковы его преимущества и недостатки?
6. Дайте характеристики основных систем аналогового стереофонического радиовещания в диапазоне ГМВ (СВ).
7. Каковы особенности радиовещания в диапазоне ДКМВ (КВ)?
8. В чем состоят особенности распространения радиоволн в МВ (УКВ) диапазоне?
9. Как выглядят графики защитных отношений по радиочастоте для монофонических и стереофонических сигналов, передаваемых в диапазоне МВ (УКВ)?
10. Как производится определение зоны обслуживания в диапазоне МВ (УКВ)?

*Глава 17*

# Стереофоническое радиовещание и звукосопровождение телевидения

## 17.1. Системы стереофонического радиовещания в диапазоне МВ

Стереофоническое радиовещание можно организовать в любом диапазоне волн. Однако для этого чаще всего используют диапазон МВ (частоты 30...300 МГц), где можно обеспечить более высокие параметры качества системы стереофонического радиовещания в целом. Для передачи двух раздельных сигналов стереопары используют один радиопередатчик, несущую которого модулируют по частоте так называемым комплексным стереофоническим сигналом (КСС), предварительно сформированным из сигналов стереопары. Весьма важно, что стереопередачу можно принимать на монофонические радиоприемники и получать при этом полноценное монофоническое звучание. Требование совместимости системы стереофонического радиовещания с монофонической является в настоящее время обязательным. Более того, это требование должно выполняться уже на этапе создания стереофонической фонограммы, что предполагает возможность формирования полноценного монофонического сигнала путем суммирования левого и правого сигналов стереопары. Кроме того, полоса частот радиоканала при стереопередаче не должна существенно расширяться по сравнению с полосой частот, занимаемой монофоническим передатчиком, так как в противном случае уменьшается зона обслуживания. И, наконец, расходы на реконструкцию передатчиков и стоимость радиоприемной аппаратуры должны окупаться приростом качества звучания.

В России и ряде стран СНГ для передачи программ стереофонического радиовещания используют диапазоны частот 65,8...74 и 87,5...108 МГц, в большинстве стран Западной Европы и США 87,5...108 МГц, в Японии 76...88 МГц.

Международным консультативным комитетом по радиовещанию (МККР) для организации стереофонического радиовещания в диапазоне МВ рекомендованы (Рекомендация 450) три системы: отечественная, работа которой основана на принципе полярной модуляции (ЧМ-АМ); американская с пилот-тоном, разработанная фирмой «Зенит-Дженерал-Электрик» (ЧМ-АМ), и шведская ЧМ-ЧМ (предложенная значительно позже первых двух).

## Система с полярной модуляцией

Идея полярной модуляции (ПМ) впервые описана А.И. Косцовым в 1939 г. (рис. 17.1,*а*). Положительные полупериоды ВЧ колебания модулированы по амплитуде одним сигналом стереопары, а отрицательные полупериоды — другим. Такое полярно-модулированное колебание (ПМК) несет информацию о двух раздельных сигналах стереопары, каждый из которых можно снова выделить полярным детектором (рис. 17.1,*б*). Полярно-модулированное колебание описывается уравнением

$$u_{\text{ПМК}}(t) = [u_л(t) + u_п(t)]/2 + \{U_0 + [u_л(t) - u_п(t)]/2\} \sin\omega_0 t, \quad (17.1)$$

где $U_0$ — амплитуда несущей ПМК;

$$u_л(t) = b_л \sin\Omega_л t; \quad u_п(t) = b_п \sin\Omega_п t \quad (17.2)$$

— тональные модулирующие колебания (левый и правый сигналы стереопары); $b_л$, $b_п$ и $\Omega_л$, $\Omega_п$ — соответственно амплитуды и частоты этих колебаний, модулирующих положительные и отрицательные полупериоды несущего колебания $U_0 \sin\omega_0 t$. Нетрудно видеть, что ПМК состоит из двух составляющих (частей): низкочастотной, представляющей собой сумму колебаний $u_л(t) + u_п(t)$ и надтональной части, которая представляет собой несущее колебание $U_0 \sin\omega_0 t$, модулированное по амплитуде разностью сигналов $u_л(t) - u_п(t)$. Выражение (17.1) можно записать несколько иначе:

$$u_{\text{ПМК}}(t) = U_0 \left[\left(\frac{m_л}{2}\sin\Omega_л t + \frac{m_п}{2}\sin\Omega_п t\right) + \right.$$
$$\left. + \left(1 + \frac{m_л}{2}\sin\Omega_л t - \frac{m_п}{2}\sin\Omega_п t\right)\sin\omega_0 t\right]. \quad (17.3)$$

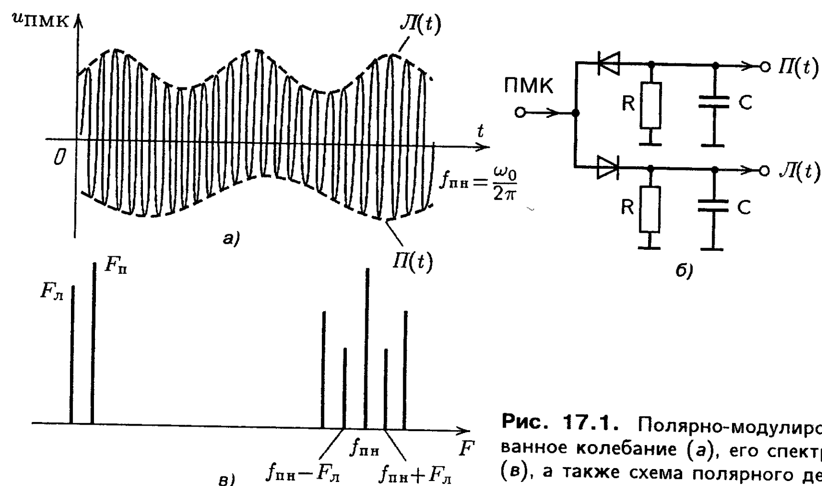



**Рис. 17.1.** Полярно-модулированное колебание (*а*), его спектр (*в*), а также схема полярного детектора (*б*)



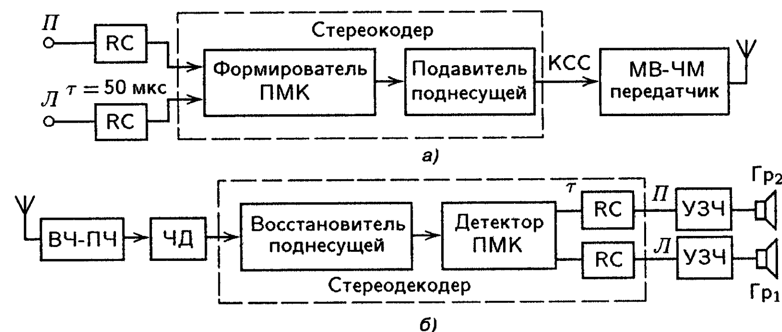



**Рис. 17.2.** Упрощенная структурная схема трактов передачи (*а*) и приема (*б*) стереофонического сигнала в системе с полярной модуляцией

Вследствие того, что спектр ПМК (рис. 17.1,*в*) содержит ЗЧ, этот сигнал невозможно непосредственно излучить в эфир радиопередающей станцией.

В отечественной системе стереофонического радиовещания несущая передатчика (рис. 17.2,*а*) модулируется по частоте так называемым комплексным стереофоническим сигналом (КСС), спектр которого (рис. 17.3,*б*) отличается от спектра ПМК (рис. 17.3,*а*) частичным подавлением поднесущей частоты. Для повышения помехозащищенности сигналов *Л* и *П* в области верхних частот, где уровень спектральных составляющих звукового сигнала существенно меньше, чем на средних частотах, введена RC-цепь частотных предыскажений сигналов *Л* и *П* стереопары (рис. 17.3,*в*), ее постоянная времени нормализована и составляет $\tau = 50$ мкс. Спектр КСС с учетом действия RC-цепи частотных предыскажений изображен на рис. 17.3,*д*, где *Л'* и *П'* — левый и правый сигналы стереопары после прохождения цепи предыскажений. Собственно стереокодер (рис. 17.2,*а*) содержит формирователь ПМК и цепь подавления поднесущей частоты. Последняя подавляется в 5 раз ($\varepsilon = 5$), т.е. на 14 дБ. Характеристики этой цепи (рис. 17.3,*г*) строго нормированы с той целью, чтобы восстановление поднесущей частоты на приемной стороне не вызывало затруднений. Функция передачи цепи частичного подавления поднесущей имеет вид

$$K(\Delta\omega) = (1 + ix)/(\varepsilon + ix), \quad (17.4)$$

где $x = \Delta\omega\tau_\varepsilon$; $\Delta\omega = \omega - \omega_{пн}$; $\omega = 2\pi f$ — текущая круговая частота; $\tau_\varepsilon = 1{,}01859$ мс. Стандартом вместо $\tau_\varepsilon$ нормируется величина $2\pi\tau_\varepsilon = 6{,}4$ мс. Для схемы, изображенной на рис. 17.3,*г*, имеем

$$\tau_\varepsilon = 2Q/\omega_{пн}; \quad \varepsilon = (R_{0e} + R_н)/R_н, \quad (17.5)$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки; $Q$ и $R_{0e}$ — добротность и эквивалентное сопротивление колебательного контура. При $Q = 100$ и $R_{0e} = 4R_н$

$$2\pi\tau_\varepsilon = 2Q/f_{пн} = 6{,}4; \quad \varepsilon = (4R_н + R_н)/R_н = 5. \quad (17.6)$$

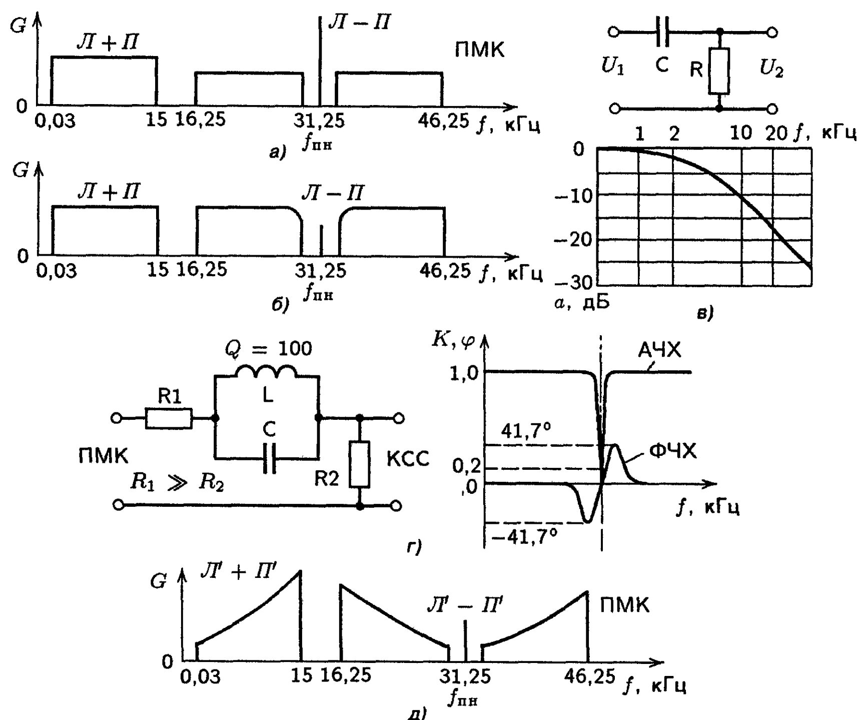



**Рис. 17.3.** Спектры ПМК (*а*) и КСС при выключенной (*б*) и включенной (*д*) цепи частотных предыскажений, а также схемы цепи внесения частотных предыскажений (*в*) и подавления поднесущей частоты (*г*) и их АЧХ

С учетом частичного подавления поднесущей частоты выражение для КСС при тональной модуляции в каналах Л и П имеет вид

$$u_{\text{КСС}}(t) = U_0 \left\{ \left( \frac{m_л}{2} \sin \Omega_л t + \frac{m_п}{2} \sin \Omega_п t \right) + \right.$$
$$+ \left[ \frac{1}{\varepsilon} + \frac{m_л}{2} y_\varepsilon(\Omega_л) \sin(\Omega_л t + \varphi_\varepsilon(\Omega_л)) - \right.$$
$$\left. \left. - \frac{m_п}{2} y_\varepsilon(\Omega_п) \sin(\Omega_п t + \varphi_\varepsilon(\Omega_п)) \right] \sin \omega_{пн} t \right\}, \qquad (17.7)$$

где $m_л$ и $m_п$ — коэффициенты модуляции положительных и отрицательных полупериодов поднесущей в ПМК. Подавление поднесущей $f_{пн} = 31{,}25$ кГц на 14 дБ позволяет уменьшить девиацию частоты передатчика, необходимую для ее передачи до 20 % максимальной девиации несущей частоты комплексным стереофоническим сигналом (10 кГц из общих 50 кГц девиации частоты несущего колебания), а следовательно, и полосу частот радиоканала.

В радиоприемном тракте (см. рис. 17.2,б) после прохождения высокочастотного блока ВЧ-ПЧ и частотного детектора ЧД выделенный КСС поступает на стереодекодер СД, в который входят восстановитель поднесущей ВП и детектор ПМК. После детектора ПМК сигналы $Л$ и $П$ проходят RC-цепь компенсации частотных предыскажений, внесенных на стороне передачи. Далее сигналы $Л$ и $П$ усиливаются в УЗЧ и воспроизводятся акустической системой. Радиоприемник, имеющий монофонический тракт, воспроизводит только низкочастотную часть спектра КСС, которая представляет собой монофонический сигнал $M = Л + П$. При этом надтональная часть КСС не детектируется и остается для радиослушателя неслышимой.



## Система с пилот-тоном

В системе с пилот-тоном также формируется КСС. Его спектр (рис. 17.4,а) тоже содержит две части: низкочастотную, представляющую собой сумму $Л + П$ сигналов стереопары, и надтональную — АМ колебание с полностью подавленной $f_{пн}$. Поднесущая в данном случае имеет частоту 38 кГц, модуляция ее по амплитуде также осуществляется разностным сигналом $S = Л - П$. Чтобы иметь возможность синхронно восстанавливать частоту поднесущей на приемной стороне системы, в спектр КСС дополнительно введен пилот-тон с частотой $f_{пт} = 19$ кГц. Как и в системе с полярной модуляцией, сигналы $Л$ и $П$ подвергаются частотным предыскажениям на стороне передачи при помощи RC-цепи (см. рис. 17.3,в) с постоянной времени 50 (страны Европы) и 75 (страны Америки) мкс. С учетом всех этих отличий выражение для КСС в системе с пилот-тоном можно представить в виде

$$u_{\text{КСС}}(t) = U_0 \left[ \left( \frac{m_л}{2} \sin \Omega_л t + \frac{m_п}{2} \sin \Omega_п t \right) + \right.$$
$$\left. + \left( \frac{m_л}{2} \sin \Omega_л t - \frac{m_п}{2} \sin \Omega_п t \right) \sin \omega_{пн} t \right] + kU_0 \sin \frac{\omega_{пн}}{2} t, \qquad (17.8)$$

где $kU_0$ — амплитуда пилот-тона, все остальные обозначения здесь име-

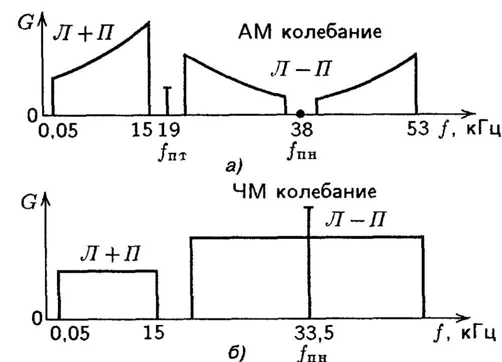



**Рис. 17.4.** Спектр КСС в системах с пилот-тоном (а) и ЧМ-ЧМ (б)

ют тот же смысл, что в (17.3), (17.7). В системе с пилот-тоном девиация несущей комплексным стереофоническим сигналом составляет ±75 кГц.

## Система ЧМ-ЧМ

В системе ЧМ-ЧМ спектр КСС (рис. 17.4,*б*) также содержит тональную ($M = Л + П$) и надтональную части. Отличие от рассмотренных систем заключается в следующем: поднесущая, частота которой $f_{пн} = 33{,}5$ кГц, модулируется сигналом $S = Л - П$ не по амплитуде, а по частоте. Сигнал $S$ при этом предварительно подвергается компандированию для повышения его помехозащищенности (канал S стереокодера содержит сжиматель Сж, а стереодекодер — расширитель Р). Эта система нашла применение в скандинавских странах и Японии.

## Параметры систем стереофонического радиовещания

В табл. 17.1 приведены как сведения из ГОСТ Р 51107-97 «Системы стереофонического радиовещания. Основные параметры. Методы измерений», ГОСТ Р 51741-2001 «Передатчики радиовещательные стационарные диапазона ОВЧ. Основные параметры, технические требования и методы измерений», так и ряд дополнительных параметров, характеризующих качество стереоканала, обеспечиваемое находящейся в эксплуатации аппаратурой. Перечисленные в таблице параметры характеризуют сопоставляемые системы стереофонического радиовещания в целом, начиная от стереокодера радиопередающего тракта и кончая выходом стереодекодера приемника. Таблица содержит также ряд сведений из Рекомендации 450-1 МККР.

Из табл. 17.1 видно, что системы ЧМ-АМ с полярной модуляцией и пилот-тоном близки по своим параметрам. Частотная модуляция в обеих системах выполняется так, чтобы положительные значения КСС соответствовали положительной девиации несущей частоты, а отрицательные значения — отрицательной девиации частоты. Фазовое соотношение между пилот-тоном и поднесущей таково, что когда передатчик модулируется КСС, для которого левый сигнал $Л$ положителен, а правый сигнал $П = -Л$, этот сигнал пересекает ось времени с положительной крутизной каждый раз, когда мгновенное значение пилот-сигнала равно нулю. Допустимое отклонение фазы пилот-тона от указанного выше значения $\pm 3°$.

Система ЧМ–ЧМ отличается большей помехозащищенностью, обеспечивает более высокое переходное затухание между низкочастотной и надтональной частями КСС. Последнее позволяет использовать ее также для передачи двух раздельных монофонических сигналов. Недостатками этой системы являются большая сложность и более высокая стоимость радиоприемного устройства.



Таблица 17.1

| Параметр | Система | |
|---|---|---|
| | с полярной модуляцией (Россия) | с пилот-тоном (США) |
| Диапазон передаваемых ЗЧ для каждого канала стереопары, Гц | 31,5...15000 | 40...15000 |
| Отклонение АЧХ каналов стереопары во всем диапазоне частот, дБ, не более | ±1 | ±1 |
| Отношение сигнал/шум, дБ, не хуже | 65 | 65 |
| Коэффициент гармоник, %, не более, на частотах, Гц: | | |
| 100...10000 | 1 | – |
| 30...15000 | 1,5...2 | – |
| Нестабильность несущей частоты передатчика, не более | $5 \pm 2 \cdot 10^{-5}$ | |
| Частота поднесущей, кГц | 31,25±0,002 | 38 ±0,004 |
| Частота пилот-тона, кГц | – | 19±0,002 |
| Коэффициент частичного или полного подавления поднесущей частоты | 5 (14 дБ) | >100 (>40 дБ) |
| Верхняя граничная частота спектра КСС, кГц | 46,25 | 53 |
| Максимальный коэффициент модуляции КСС, %, не более | 80 | 90 |
| Добротность контура цепи подавления поднесущей частоты | 100±5 | – |
| Постоянная времени цепи предыскажений сигналов $Л$ и $П$ стереопары, мкс | 50 | 50 (75) |
| Максимальная девиация частоты передатчика, кГц, не более | 50±4 | 75±4 |
| Максимальная девиация несущей частоты остатком частично подавленной поднесущей частоты или пилот-тоном относительно ее максимального значения, % | 20 | 8...10 |
| Нормированное на уровне −30 дБ значение полосы частот радиоканала передатчика, кГц | 179,4 (192,5) | 248,4 (256) |
| Минимально допустимая ширина полосы частот радиоканала приемника, кГц, не менее | 140 | 210 |
| Переходное затухание между каналами стереопары, дБ, не менее, на частотах, Гц: | | |
| 1000 | 50 | 50 |
| 125, 400, 5000, 10000 | 40 | 40 |
| Ухудшение отношения С/Ш по сравнению с монофонической передачей, дБ (теоретическое значение) | 24,7 | 23 |
| Ухудшение защитных отношений по сравнению с монофонической передачей, дБ, при разносе частот мешающих станций, кГц: | | |
| 0 | 17 | 18,5 |
| 100 | 29 | 35,5 |
| Ухудшение шумовых свойств по сравнению с моноприемом, дБ | 20 | |

*Окончание табл. 17.1*

| Параметр | Система | |
|---|---|---|
| | с полярной модуляцией (Россия) | с пилот-тоном (США) |
| Минимальная используемая напряженность поля, дБ (мкВ/м), в районах: | | |
| сельских | 55 | |
| городских | 66 | |
| крупных городах | 74 | |
| Защитные отношения по радиочастоте, дБ, при использовании максимальной девиации частоты ±75 (±50) кГц и разносе частот несущих, кГц: | | |
| 0 | 37...45 (41...49) | |
| 50 | 43...51 (43...51) | |
| 100 | 37...45 (25...33) | |
| 200 | 7 (7) | |
| 300 | −2 (−7) | |
| 400 | −20 (−20) | |

## 17.2. Спектр, полоса частот, переходное затухание и нелинейные искажения при стереоприеме в диапазоне МВ

**Спектр и полоса частот радиоканала.** Теоретически спектр ЧМ колебания бесконечен. Однако если не учитывать достаточно малых по уровню составляющих спектра ЧМ колебания, то полосу частот $\Delta f_{\text{к}}$ радиоканала можно найти как

$$\Delta f_{\text{к}} \approx 2(f_{\text{д}\max} + F_{\text{в}}), \qquad (17.9)$$

где $f_{\text{д}\max}$ — максимальное значение девиации частоты несущей передатчика; $F_{\text{в}}$ — верхняя модулирующая частота.

При монофонической передаче $f_{\text{д}\max} = 50$ кГц, $F_{\text{в}} = 15$ кГц, что после подстановки в (17.9) дает $\Delta f_{\text{к}} = 130$ кГц. При стереопередаче полоса модулирующих частот существенно шире: в системе с полярной модуляцией 30...46250 кГц, а в системе с пилот-тоном 50...53000 Гц, что при $f_{\text{д}\max} = 50\,(75)$ кГц дает значения $\Delta f_{\text{к}}$ соответственно равные 192,5 и 256 кГц. Более узкая полоса частот радиоканала ($\Delta f_{\text{к}} = 192{,}5$ кГц) — несомненное достоинство системы с полярной модуляцией. Результаты измерений показывают, что при стереопередаче амплитудные составляющие спектра убывают медленнее, чем при монопередаче. Поэтому энергетический спектр излучаемого сигнала при стереопередаче оказывается более широким.

**Уровень шумов и помех**. Расчеты показывают, что при переходе ЧМ-передатчика из монофонического в стереофонический режим работы отношение С/Ш существенно ухудшается, например для системы с полярной модуляцией теоретически на 24,7 дБ. Однако на практике это изменение составляет около 15 дБ, что также значительно и приводит к



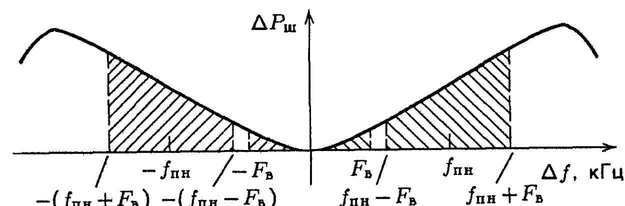



**Рис. 17.5.** Изменение относительной мощности шума на выходе частотного детектора от его расстройки

заметному уменьшению зоны обслуживания. Наиболее слабой помехозащищенностью обладает надтональная часть КСС. Этот факт поясняет зависимость (рис. 17.5), показывающая изменение относительной мощности шума $\Delta P_{\text{ш}}$ на выходе частотного детектора от расстройки несущей. Здесь же для большей наглядности указаны частоты расстройки, соответствующие частотам модуляции: $F_{\text{в}} = 15000$ кГц; $f_{\text{пн}} = 31{,}25$ кГц, $f_{\text{пн}} - F_{\text{в}} = 17{,}25$ кГц и $f_{\text{пн}} + F_{\text{в}} = 46{,}25$ кГц. Области частот, соответствующие низкочастотной и надтональной частям спектра КСС, заштрихованы. Из рис. 17.5 видно, что мощность шума в надтональной части КСС существенно выше, поэтому помехозащищенность сигнала $S = Л - П$ оказывается значительно ниже. Изложенное в равной степени относится и к системе с пилот-тоном.

Качество стереоприема считается очень хорошим при отношении С/Ш после стереодекодера свыше 65 дБ. При этом шумы не заметны на слух. Это значение может быть обеспечено при входном сигнале 66...74 дБ (мкВ/м). Однако во многих случаях даже при наличии уверенно заметного шума эксперт все же предпочитает слушать программу в стереоварианте. Например, при отношении С/Ш после частотного детектора, равном 40...50 дБ, стереофоническое воспроизведение еще уверенно предпочитается монофоническому для большинства программ. При отношении С/Ш 20...25 дБ мешающее действие шума становится недопустимым и стереоприем невозможным.

На качество стереоприема сильно влияют помехи от радиовещательных станций, работающих в соседних частотных каналах. Действие этих помех характеризуют защитным отношением по радиочастоте (см. гл. 16). Для стереоприема (см. рис. 16.14, кривая *2*) требуются более высокие защитные отношения $A$ по сравнению с моноприемом (см. там же, кривая *1*). Требуемое защитное отношение при стереоприеме максимально при $\Delta f = 25$ кГц и составляет около 50 дБ. При больших расстройках несущих частот оно уменьшается, например при $\Delta f = 120$ кГц оно равно примерно 18 дБ. Если же $\Delta f > 180$ кГц, то требуемое значение $A$ уже мало зависит от вида передачи. Все это свидетельствует о том, что в присутствии мешающей станции зона обслуживания при стереоприеме сокращается в большей степени, чем при моноприеме.

**Переходное затухание.** Важнейшим параметром систем стереофонического радиовещания является переходное затухание $a_{\text{п}}$ между

каналами стереопары, характеризующее степень изолированности (разделимости) их друг от друга:

$$a_п = 20\lg(U'_л/U'_п) \quad \text{при } U_{вх} = U_л;\ U_п = 0. \qquad (17.10)$$

Здесь $U'_л$ — напряжение на выходе левого канала стереопары; $U'_п$ — напряжение на выходе правого канала стереопары ($U_л \neq 0$, $U_п = 0$). Если $a_п = \infty$, то имеет место идеальное разделение сигналов *Л* и *П*. При $a_п = 0$ дБ передача становится монофонической. В этом случае сигналы *Л* и *П* идентичны, их отношение равно 1, и вся панорама оркестра оказывается сжатой в одну точку. Слушатель, расположенный на оси симметрии стереофонической звуковоспроизводящей системы, воспринимает вместо широкой по фронту панорамы один кажущийся источник звука, находящийся посередине между громкоговорителями. Сужение пространственной звуковой панорамы начинает ощущаться при $a_п \approx 20$ дБ. В соответствии с требованиями, предъявляемыми к системе стереофонического радиовещания в целом (см. табл. 17.1), переходное затухание между каналами стереопары не должно быть меньше 30...40 дБ.

Переходное затухание между каналами стереопары зависит от полосы частот радиоканала, формы АЧХ (ФЧХ) тракта КСС, точности преобразования ПМК в КСС в стереокодере передатчика и КСС в ПМК при радиоприеме, а в системе же с пилот-тоном также и от точности восстановления фазы подавленной поднесущей частоты.

Ширина полосы частот $\Delta f_к$ радиоканала и переходное затухание $a_п$ связаны соотношением

$$a_п \approx 20\lg(\Delta f_к/f_{пн}), \qquad (17.11)$$

где $f_{пн}$ — частота поднесущей. Из (17.11) следует, что для системы с полярной модуляцией при $a_п = 30$ дБ и $f_{пн} = 31{,}25$ кГц требуемая ширина полосы пропускания ВЧ тракта должна быть не уже 176 кГц. Любое изменение соотношения амплитуд между частями КСС приводит в конечном итоге к ухудшению переходного затухания между каналами стереопары:

$$a_п = 20\lg[2/(K_S - K_M)]. \qquad (17.12)$$

Здесь $(K_S - K_M)$ — разбаланс нормированных коэффициентов передачи разностного S и суммарного M трактов. Тональные и надтональные составляющие в спектрах ПМК и КСС находятся между собой в определенных амплитудных и фазовых соотношениях, которые должны быть сохранены при прохождении КСС через все каскады ВЧ тракта передатчика и приемника. Нарушение этих соотношений приводит к ухудшению разделимости каналов стереопары и появлению нелинейных искажений:

$$a_{п1} = 20\lg\left[2/\sqrt{(K_S - K_M)^2 + (\varphi_S - \varphi_M)^2}\right];$$
$$a_{п2} = 20\lg(16/mK_{нс}^2); \quad K_г \approx \frac{m_S}{4}K_{нс}^2, \qquad (17.13)$$



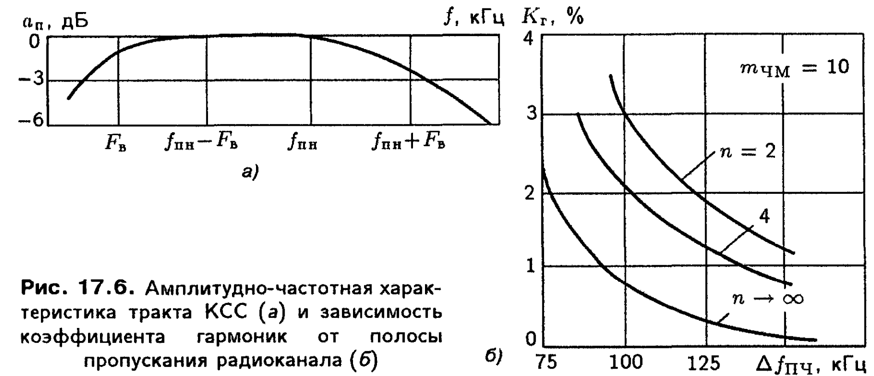



**Рис. 17.6.** Амплитудно-частотная характеристика тракта КСС (*а*) и зависимость коэффициента гармоник от полосы пропускания радиоканала (*б*)

где $a_{п1}$ — линейное переходное затухание, дБ; $a_{п2}$ — нелинейное переходное затухание по второй гармонике, дБ; $m$ и $m_S$ — коэффициенты модуляции соответственно в режимах синфазной и противофазной модуляции; $K_M$, $\varphi_M$ и $K_S$, $\varphi_S$ — нормированные коэффициенты передачи и фазовые сдвиги для суммарной и разностной составляющих сигналов $U_л$ и $U_п$, причем $K_S$ определяется как полусумма, а $\varphi_S$ как полуразность значений соответствующих характеристик для верхней и нижней боковых полос надтональной части КСС; $K_{нс}$ — полуразность нормированных коэффициентов передачи для верхней и нижней боковых полос надтональной части спектра КСС.

Если принять, что в первом приближении величина переходного затухания не зависит от частоты, то переходная помеха в принципе может быть скомпенсирована соответствующей регулировкой в канале и выражение (17.13) преобразуется к виду

$$a_п \approx 20\lg[2/(\Omega\omega_{пн}^2\tau_в^2)], \qquad (17.14)$$

где $\Omega$ — частота модуляции; $\tau_в$ — постоянная времени, определяющая спад АЧХ на верхних частотах. После такой регулировки оставшаяся нескомпенсированная часть переходной помехи зависит от частоты и возрастает с ростом последней.

В общем случае имеет место спад АЧХ в области как верхних, так и нижних частот. В области верхних частот спад АЧХ (рис. 17.6,*а*) обусловлен недостаточной шириной полосы частот радиоканала и влиянием паразитных емкостей схемы. Для этой области справедливо соотношение

$$a_{пВЧ} \approx 20\lg(2f_{ср}/f_{пн})^2, \qquad (17.15)$$

где $f_{ср}$ — частота среза АЧХ на уровне −3 дБ. Заметим, что при $a_{пВЧ} = 30$ дБ частота $f_{ср} = 88$ кГц, что существенно превышает полосу частот КСС.

Спад АЧХ тракта КСС в области нижних частот — следствие недостаточных разделительных емкостей в межкаскадных RC-цепях. Переходное затухание на нижних частотах $a_{пНЧ}$, частота среза $f_{ср}$ АЧХ

на уровне −3 дБ и число $n$ переходных RC-цепей связаны соотношением

$$a_{\text{пНЧ}} \approx 20\lg(2f/nf_{\text{ср}})^2 \qquad (17\ 16)$$

Чтобы обеспечить $a_{\text{пНЧ}} = 30$ дБ на частоте $f = 100$ Гц при $n = 2$, необходимо иметь частоту среза АЧХ тракта КСС $f_{\text{ср}} = 3{,}1$ Гц (на уровне −3 дБ) Кроме весьма жестких требований, предъявляемых к отклонениям АЧХ трактов формирования (восстановления) и передачи ПМК и КСС от идеальной формы, особое значение имеет также точность восстановления уровня и фазы поднесущей частоты $f_{\text{пн}}$ при стереоприеме Затухание $a_{\text{п}}$ и разбаланс поднесущей частоты по фазе $\Delta\varphi$ на передающей и приемной сторонах системы стереовещания связаны соотношением

$$a_{\text{п}} = 20\lg|\operatorname{ctg}\Delta\varphi/2| \qquad (17\ 17)$$

В системе с полярной модуляцией отклонение на 11° фазы восстановленной в стереодекодере поднесущей от фазы поднесущей исходного ПМК ведет к уменьшению $a_{\text{п}}$ до 40 дБ, а при $\Delta\varphi = 20°$ — до 30 дБ При разбалансе фаз, равном 90°, $a_{\text{п}} = 0$, т е передача становится монофонической При большем разбалансе фаз левый и правый каналы стереопары меняются местами Еще более жесткими должны быть требования, предъявляемые к точности фазы пилот-тона Сдвиг по фазе пилот-тона на 10° приводит к изменению фазы восстановленной поднесущей уже на 20° Следствием этого является уменьшение $a_{\text{п}}$ до 30 дБ При изменении фазы пилот-тона на 45° $\Delta\varphi = 90°$ и $a_{\text{п}} = 0$ дБ (так же, как и в системе с ПМК)

**Нелинейные искажения при стереоприеме.** В современном стереофоническом радиоприемнике требуемая избирательность по соседнему каналу обеспечивается в основном тракте промежуточной частоты ПЧ Последний обычно содержит на входе фильтр сосредоточенной селекции ФСС и усилитель-ограничитель, в котором реализуется основное усиление полезного сигнала и подавление паразитной амплитудной модуляции При этом необходимо стремиться, чтобы форма АЧХ тракта ПЧ была бы горизонтальной, а ФЧХ — линейной в достаточно широком диапазоне частот В противном случае возникают нелинейные искажения

Коэффициент гармоник $K_{\text{г}}$ и полоса пропускания ФСС связаны соотношением

$$K_{\text{г}} = \frac{n}{m_{\text{ЧМ}}}\frac{(bq)^3}{4+(bq)^2}, \qquad (17\ 18)$$

причем

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{f_{\text{д}}}{F}, \quad q = \frac{\Delta f_{\text{пч}}}{2f_{\text{д}}}, \quad b = \sqrt{\frac{1}{\sqrt[n]{1/\nu^2}} - 1} \qquad (17\ 19)$$



Здесь $f_{\text{д}}$ — девиация частоты передатчика, $F$ — модулирующая частота, $m_{\text{ЧМ}}$ — индекс частотной модуляции, $\Delta f_{\text{пч}}$ — полоса пропускания ФСС, $\nu$ — уровень, на котором отсчитывается полоса пропускания ФСС Если $\nu = 0{,}5$, то $b = \sqrt{\sqrt[n]{4} - 1}$, где $b$ — обобщенная расстройка, соответствующая границе полосы пропускания, $n$ — число связанных контуров в ФСС

Зависимости, показывающие изменение коэффициента $K_{\text{г}}$ от полосы пропускания $\Delta f_{\text{пч}}$ ФСС, представлены на рис 17 6,*б* Параметром этих кривых является значение $m_{\text{ЧМ}}$ Как видно из рис 17 6,*б*, значение $K_{\text{г}}$ растет с уменьшением $\Delta f_{\text{пч}}$ и $n$ при неизменном значении $m_{\text{ЧМ}}$ Заметим, что для получения малых нелинейных искажений $K_{\text{г}} = 1$ % полоса пропускания ФСС должна заметно превышать значение $2f_{\text{д}}$ Например, при $n = 4$ и $f_{\text{д}} = 50$ кГц полоса пропускания ФСС должна быть не менее 130 кГц

Наиболее универсальной характеристикой, позволяющей оценить качество ФСС, является групповое время запаздывания $t_{\text{гр}}$ Если АЧХ линейна, то значение $t_{\text{гр}}$ постоянно в полосе пропускания ФСС В высококачественных трактах ПЧ, обеспечивающих $K_{\text{г}} \leqslant 0{,}2$ %, изменение группового времени запаздывания в полосе пропускания ФСС не должно превышать 0,1 мкс, а полоса пропускания $\Delta f_{\text{пч}}$ тракта ПЧ должна быть не менее 180 кГц

Итак, получение высокой линейности ФЧХ тракта ПЧ и, как следствие этого, малых значений нелинейных искажений требует расширения полосы пропускания ФСС более чем до 180 кГц (т е до 200 250 кГц) Однако при этом падает избирательность по соседнему каналу, и возможно появление помех от станций, работающих в смежных частотных каналах Поэтому в высококачественных моделях приемников полосу частот тракта ПЧ делают регулируемой

Причиной появления нелинейных искажений может быть также цепь предыскажений При постоянной времени этой цепи $\tau$, равной 50 мкс (система с полярной модуляцией), уровень модулирующего сигнала на частоте 10 кГц возрастает на 10,3 дБ, а на частоте 15 кГц — на 13,6 дБ Если же $\tau = 75$ мкс (система с пилот-тоном), то указанные величины соответственно равны 13 3 и 17,7 дБ Обычно это не приводит к неприятным последствиям так как максимальные уровни звуковых сигналов на частотах выше 5000 7000 Гц существенно меньше, чем на средних частотах, и понижаются тем значительнее, чем выше частота Тем не менее в редких случаях на верхних частотах могут появиться уровни мало отличающиеся от их максимальных значений Из-за предыскажений в такие моменты времени резко возрастает девиация несущей частоты передатчика, вызывающая при приеме значительные нелинейные искажения проявляющиеся на слух как хрипы

На качество стереоприема существенно влияет также многолучевое распространение радиоволн на метровых волнах, приводящее к появлению помех, возрастанию нелинейных искажений и уменьшению переходного затухания между каналами стереопары

## 17.3. Формирование комплексного стереофонического сигнала в системе с полярной модуляцией

Методы формирования КСС поясняет рис. 17.7. При суммарно-разностном методе (рис. 17.7,*а*) из сигналов $Л'$ и $П'$ в блоке суммарно-разностного преобразования СРП образуется их сумма $M = Л' + П'$ и разность $S = Л' - П'$. Затем сигнал $S$ модулирует по амплитуде поднесущую частоту $f_{\text{пн}} = 31{,}25$ кГц, полученную от кварцевого генератора КГ. Далее АМ колебание и сигнал $M$ суммируются в сумматоре $\Sigma$, образуя ПМК. При помощи цепи частичного подавления поднесущей ПМК преобразуется в КСС. Метод не обеспечивает высокой стабильности фаз и амплитуд между двумя частями спектра КСС из-за изменения во времени коэффициентов передачи трактов прохождения сигналов $u_{\text{M}}$ и $u_S$, следствием чего является недостаточное переходное затухание между каналами стереопары.

В этом отношении лучше ключевой метод получения ПМК (рис. 17.7,*б*). Левый $u_л$ и правый $u_п$ сигналы стереопары после усиления (У1 и У2) проходят цепи внесения частотных предыскажений $\dot{K}_\tau$ ($\tau = 50$ мкс) и поступают на входы соответствующих электрон-

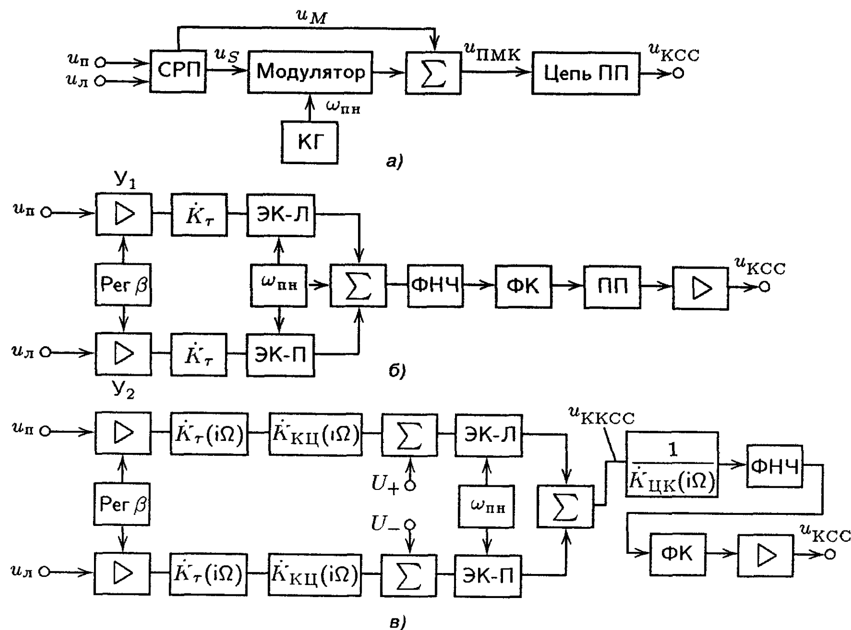



**Рис. 17.7.** Схемы формирования КСС: *а* — суммарно-разностная; *б* — ключевая с подмешиванием к сигналам $U_л$ и $U_п$ части сигналов противоположного канала, *в* — ключевая с подмешиванием постоянных напряжений $U_+$ и $U_-$ и применением КЦ: Рег — регулятор переходного затухания



ных ключей ЭК-Л и ЭК-П, открываемых поочередно разнополярными коммутирующими импульсами с частотой следования $\omega_{\text{пн}}$. Последние снимаются, например, с триггера Шмитта, работой которого управляет КГ с частотой $f_{\text{пн}} = 31{,}25$ кГц. Напряжение на выходе ЭК описывается выражением

$$u_{\text{вых}} = u_л K_{\text{эк-л}} + u_п K_{\text{эк-п}} = \frac{1}{2}(u_л + u_п) + \frac{2}{\pi}(u_л - u_п)\cos\omega_{\text{пн}} t + \Delta, \tag{17.20}$$

где $\Delta$ — высшие гармоники поднесущей частоты и продукты их модуляции сигналом $u_л - u_п$. Данное выражение отличается от ПМК соотношением звуковой и надзвуковой частей, отсутствием составляющей с частотой собственно поднесущей, а также наличием дополнительных ВЧ составляющих, лежащих за пределами спектра ПМК. Эти отличия легко устранить подмешиванием к сигналам $u_л$ и $u_п$ составляющих вида

$$\Delta u_л = \frac{4-\pi}{2\pi} u_п; \quad \Delta u_п = \frac{4-\pi}{8\pi} u_л \tag{17.21}$$

и добавлением к выходным сигналам ЭК сигнала от КГ поднесущей частоты. Ненужные ВЧ составляющие, лежащие за пределами полосы частот ПМК, отфильтровываются ФНЧ. Далее ПМК преобразуется в КСС при помощи цепи подавления поднесущей ПП, содержащей высокодобротный контур (см. рис. 17.3,*г*). В схеме имеется также фазовый корректор ФК, линеаризующий ФЧХ ФНЧ с целью получения высокого переходного затухания между каналами стереопары. Недостатками схемы являются необходимость поддержания требуемой начальной фазы сигнала подмешиваемой поднесущей и высокой стабильности параметров резонансного высокодобротного контура с резонансной частотой 31,25 кГц, что вынуждает помещать элементы последнего в специальный термостат. От указанных недостатков свободна схема формирователя КСС, изображенная на рис. 17.7,*в* Здесь к входным сигналам $u_л$ и $u_п$ добавлены постоянные напряжения смещения $U_+$ и $U_-$, при этом $u_{\text{вх л}} = U_+ + u_л$ и $u_{\text{вх п}} = U_- + u_п$. При этом сумма напряжений на выходах ЭК приобретает вид

$$u_{\text{вых}} = (U_+ + u_л)\left(\frac{1}{2} + F\right) + (U_- + u_п)\left(\frac{1}{2} - F\right) = \tag{17.22}$$
$$= \frac{U_+ + U_-}{2} + \frac{u_л + u_п}{2} + \frac{2}{\pi}(u_л - u_п)\cos\omega_{\text{пн}} t + \frac{2}{\pi}(U_+ - U_-)\cos\omega_{\text{пн}} t + \Delta,$$

и в выходном сигнале появляется составляющая с частотой $\omega_{\text{пн}}$ Поэтому операция подмешивания поднесущей становится излишней, и исчезает связанная с этим проблема необходимости следить за ее начальной фазой. Кроме того, для преобразования ПМК в КСС в данном случае вместо высокодобротного контура применяется корректирующая цепь

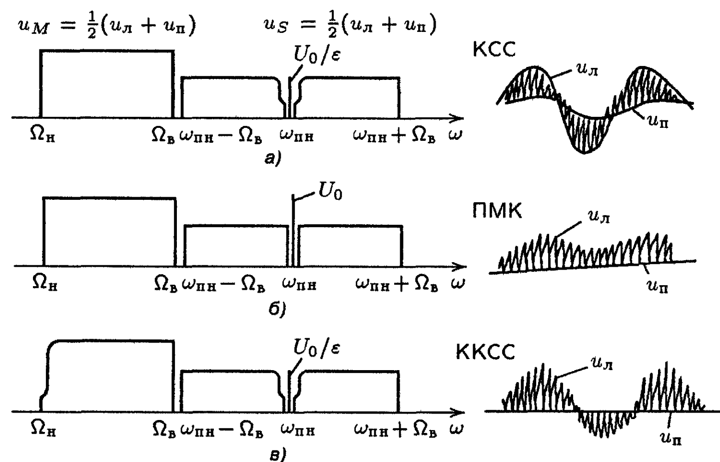



**Рис. 17.8.** Спектры КСС (*а*), ПКМ (*б*) и корректированного КСС (*в*)

КЦ с коэффициентом передачи вида [см. (17.4)]:

$$\dot{K}_{КЦ}(i\Omega) = (1 + i\Omega\tau_п)/(\varepsilon_п + i\Omega\tau_п). \qquad (17.23)$$

Параметры этой цепи рассчитывают так, чтобы выполнялись условия $\varepsilon_п = \varepsilon$ и $\tau_п = \tau_\varepsilon$. Получаемый на выходе сумматора сигнал $u_{ККСС}$ называют *корректированным* КСС. От ПМК этот сигнал (рис. 17.8) отличается уровнем поднесущей частоты (что непринципиально) и частотной зависимостью спектров сигналов $u_M$ и $u_S$. От КСС он отличается лишь частотной зависимостью спектра сигнала $u_M$ в НЧ области. Пропуская ККСС через цепь коррекции ЦК с коэффициентом передачи вида

$$\dot{K}_{ЦК} = (\varepsilon_в + i\Omega\tau_в)/(1 + i\Omega\tau_в), \qquad (17.24)$$

при $\varepsilon_в = \varepsilon$ и $\tau_в = \tau_\varepsilon$ получаем стандартный КСС. Точность и стабильность элементов ЦК определяют в решающей степени переходное затухание между каналами стереопары, что требует применения здесь прецизионных резисторов и конденсаторов.

Более совершенный способ формирования КСС представлен на рис. 17.9,*а*. Отличие от предшествующего способа состоит в том, что вместо ЭК в данном случае применен цифро-аналоговый преобразователь ЦАП. Сигналы стереопары $u_л$ и $u_п$ после внесения предыскажений $\dot{K}_\tau(i\Omega)$ и линейной обработки при помощи КЦ $\dot{K}_\varepsilon(i\Omega)$ используются в качестве опорного напряжения в ЦАП-Л и ЦАП-П. Выходной сигнал ЦАП определяется в каждый момент времени уровнем опорного сигнала и кодом на цифровых входах. Смена кодов осуществляется с кварцованной частотой следования тактовых импульсов таким образом, что временнáя зависимость коэффициента передачи с опорного входа на выход ЦАП ($K_{ЦАП}$) с точностью до $1/2^{12}$, определяемой разрядно-



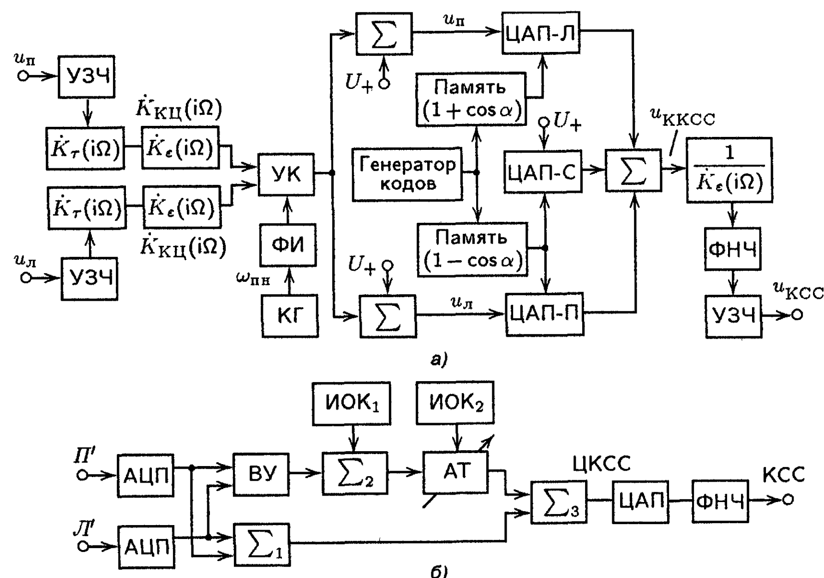



**Рис. 17.9.** Схемы формирования КСС: *а* — ключевая с применением ЦАП вместо электронных коммутаторов; *б* — с применением цифровых устройств

стью ЦАП, описывается выражением

$$K_{ЦАП} = 1/2 \pm F_{ЦАП},$$

где

$$F_{ЦАП} = \frac{1}{2}\cos\omega_{пн}t + \frac{1}{2}\sum_{n=1}^{\infty}[\cos(n\omega_т + \omega_{пн})t + \cos(n\omega_т - \omega_{пн})t]$$

(знак плюс берется для верхней, а знак минус — для нижней огибающей ПМК); $\omega_т$ — круговая частота следования тактовых импульсов. В данном случае ЦАП-С необходим для добавления составляющей с частотой поднесущей.

Стереомодулятор (рис. 17.9,*а*) реализует следующие параметры: переходное затухание 40. .58 дБ; коэффициент гармоник 0,1 %; неравномерность АЧХ 0,1 дБ; уровень шумов и помех менее −70 дБ.

Дальнейшее повышение точности преобразования при формировании КСС достигается применением цифровых методов (рис. 17.9,*б*). При помощи АЦП левый $Л'$ и правый $П'$ сигналы стереопары преобразуются в цифровую форму. Далее вычисляются сумма ($\Sigma_1$) и разность (ВУ) этих цифровых сигналов. К цифровому разностному сигналу в сумматоре $\Sigma_2$ добавляется константа 0,2 от источника опорного кода ИОК$_1$, после чего этот сигнал поступает на цифровой управляемый аттенюатор АТ. Коэффициент передачи АТ изменяется ступенчато-цифровым

кодом, формируемым вторым источником опорного кода ИОК$_2$. Выходной сигнал АТ и суммарный сигнал $Л' + П'$ суммируются в третьем сумматоре $\Sigma_3$, образуя цифровой КСС. При помощи АТ устанавливается требуемое энергетическое соотношение между низкочастотной и надтональной частями КСС. Затем цифровой сигнал преобразуется при помощи ЦАП и ФНЧ в стандартный аналоговый КСС. При цифровой обработке существенно уменьшаются паразитные продукты преобразований и зависимость параметров КСС от температуры.

## 17.4. Декодирование комплексного стереофонического сигнала в системе с полярной модуляцией

При реализации стереодекодеров (рис. 17.10) применяют следующие методы детектирования ПМК: по огибающей при помощи полярного детектора; с предварительным разделением спектра на низкочастотную и надтональную части; с временны́м разделением каналов, не требующим обязательного преобразования КСС в ПМК.

**Детектирование ПМК по огибающей.** В полярном детекторе (рис. 17.10,*а*) максимум переходного затухания и минимум нелинейных искажений достигаются, если $\omega_0\tau_н \approx \pi$, где $\tau_н$ — постоянная времени нагрузки детектора. Даже при наличии различного рода цепей коррекции его параметры не являются достаточно высокими: коэффициент гармоник на частоте 1000 Гц равен 0,8...1,2 %, переходное затухание 34 дБ. С повышением частоты оба параметра ухудшаются: на верхних частотах коэффициент гармоник возрастает до 2,2 %, переходное затухание падает до 20 дБ.

**Метод детектирования ПМК с разделением спектра**. Данный метод реализуется устройством, показанным на рис. 17.10,*б*. После усиления ФНЧ выделяет низкочастотную часть спектра КСС, представляющую собой сигнал $Л' + П'$. Кроме ФНЧ, комплексный стереофонический сигнал поступает в цепь восстановления поднесущей ВП. Далее полосовым фильтром ПФ с граничными частотами 17,25 и 46,25 кГц из ПМК выделяется его надтональная часть, представляющая собой колебание с $f_{пн} = 31{,}25$ кГц, модулированное по амплитуде сигналом $Л' - П'$. Это АМ колебание детектируется обычным детектором Д. Полученный в результате разностный сигнал $Л' - П'$ подается на один из входов СРП, на второй вход которого поступает сигнал $Л' + П'$ с выхода ФНЧ. С выходов СРП восстановленные сигналы стереопары $Л'$ и $П'$ поступают на ЦК частотных предыскажений $\tau$.

Отклонения АЧХ и ФЧХ реальных ФНЧ и ПФ от их идеальных форм в полосе пропускания, нестабильности коэффициентов передачи суммарного и разностного трактов приводят к амплитудному и фазовому разбалансу спектральных составляющих ПМК, следствием чего является



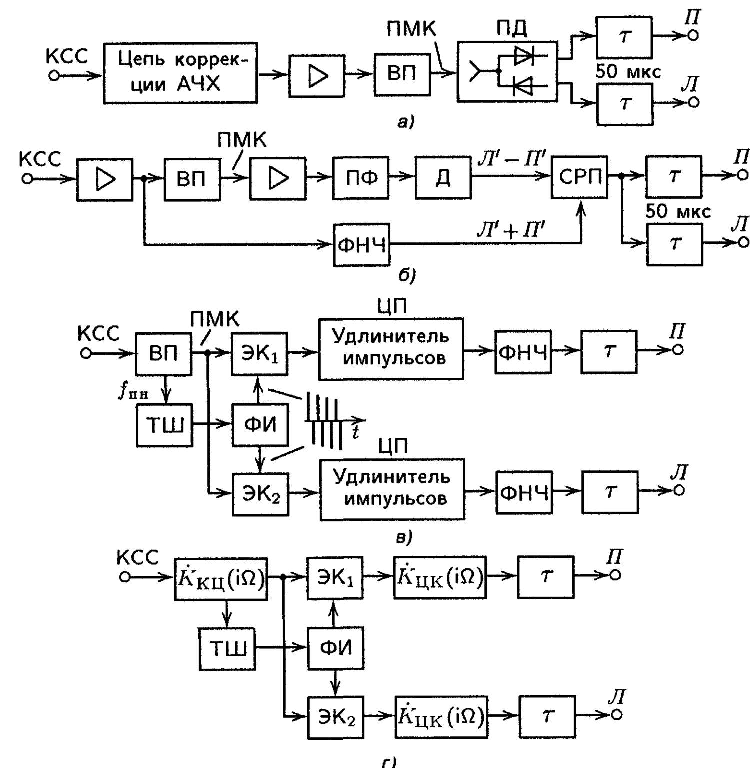



**Рис. 17.10.** Структурные схемы стереодекодеров: *а* — с полярным детектором; *б* — с разделением спектра КСС; *в* — ключевой с восстановлением формы ПМК; *г* — ключевой без восстановления формы ПМК: $\tau$ — цепь компенсации частотных предыскажений

уменьшение величины $a_п$. Чтобы переходное затухание между каналами стереопары было не менее 40 дБ, АЧХ фильтров должны отличаться друг от друга не более чем на 1 %, а ФЧХ — не более чем 0,5°. Изменение коэффициента передачи любого из трактов (суммарного или разностного) на 10 % сопровождается уменьшением $a_п$ до 26 дБ.

**Метод временно́го разделения сигналов стереопары**. Наилучшими параметрами обладают ключевые стереодекодеры (рис. 17.10,*в*), работающие по принципу временно́го разделения каналов стереопары. Если ПМК (рис. 17.11,*а*) подать на два электронных коммутатора ЭК$_1$ и ЭК$_2$ и управлять их работой посредством коротких импульсов разной полярности (рис. 17.11,*б*), то сигнал на выходе ЭК$_1$ будет иметь огибающую сигнала $Л'$ (рис. 17.11,*в*), а на выходе ЭК$_2$ — колебание с огибающей сигнала $П'$ (рис. 17.11,*г*).

Сложность декодирования ПМК этим методом заключается в том, что коммутирующие импульсы должны иметь длительность не больше

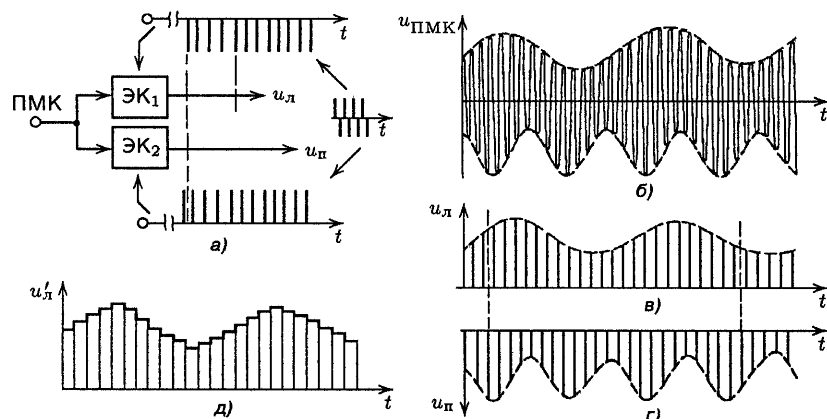



**Рис. 17.11.** Диаграммы, поясняющие принцип ключевого декодирования ПМК (временнóе разделение сигналов стереопары)

5...10 мкс. Только в этом случае амплитуда выходного напряжения ключа ($ЭК_1$ или $ЭК_2$) в момент его замыкания будет оставаться постоянной, что обеспечит получение высокого значения $a_п$. Однако коэффициент передачи такой цепи оказывается очень низким. Для устранения этого недостатка дополнительно вводят цепь «памяти» ЦП (см. рис. 17.10,*в*). С ее помощью напряжение на выходе ЭК поддерживается постоянным и равным мгновенному значению сигнала в момент его коммутации до прихода следующего управляющего импульса. После этого выходное напряжение принимает новое значение (рис. 17.11,*д*).

Последовательности прямоугольных положительных и отрицательных импульсов короткой длительности (см. рис. 17.10,*в*), управляющие соответственно работой ключей $ЭК_1$ и $ЭК_2$, снимаются с выходов *1* и *2* формирователя импульсов ФИ. Его входным сигналом является последовательность прямоугольных импульсов, сформированная триггером Шмитта ТШ из сигнала поднесущей $f_{пн}$ и выделенная из спектра ПМК с помощью ПФ. Модулированные по амплитуде левым $Л'$ и правым $П'$ сигналами стереопары последовательности коротких импульсов, снимаемые с выходов $ЭК_1$ и $ЭК_2$, «удлиняются» цепями памяти (ЦП) и после ФНЧ поступают на цепи компенсации частотных предыскажений $\tau$. Регулятор переходных затуханий оптимизирует значение $a_п$.

Метод временнóго разделения сигналов стереопары позволяет декодировать КСС без традиционного восстановления ПМК, требующего применения высокостабильного резонансного контура с добротностью $Q = 100$. Последний не нужен, если предварительно (см. рис 17.10,*г*) КСС пропустить через КЦ с функцией передачи (17.23). На ее выходе получается корректированный КСС, который затем поступает на $ЭК_1$ и $ЭК_2$. При этом выходные сигналы ЭК для устранения спада на низких частотах дополнительно пропускаются через ЦК с коэффициентами передачи (17.24).



Некоторым недостатком ключевого метода является его худшая помехозащищенность по сравнению с методом предварительного разделения частей спектра КСС. Это связано с транспонированием в область ЗЧ составляющих шумов и помех, лежащих за пределами спектра КСС. Способы борьбы с этими помехами следующие: применение последовательностей коммутирующих импульсов, не содержащих четных и ближайших (третьей и пятой) нечетных гармоник поднесущей частоты; включение на выходе стереодекодера ФНЧ, подавляющего все спектральные компоненты за пределами спектра КСС.

## 17.5. Формирование и декодирование КСС в системе с пилот-тоном

Методы формирования КСС, применяемые в системе с пилот-тоном, незначительно отличаются от уже рассмотренных. Простейшим из них является суммарно-разностный метод (рис. 17.12,*а*). Левый $u_л$ и правый $u_п$ сигналы стереопары проходят СРП или матрицу М1 образуя сумму $u_M = u_п + u_л$ и разность $u_S = u_л - u_п$. Сигнал $u_S$ поступает на балансный модулятор (БМ), на второй вход которого подается сигнал поднесущей частоты $f_{пн} = 38$ кГц, получаемый путем удвоения частоты УЧ кварцевого генератора КГ, равной 19 кГц. Выходным сигналом БМ является АМ колебание с подавленной поднесущей. Оно представляет собой надтональную часть КСС, к которой в сумматоре $\Sigma$ в требуемых соотношениях добавляются сигналы $u_M$ и пилот-тона. В тракт суммарного сигнала вводится также блок временнóй задержки БЗ, компенсирующий задержку сигнала $u_S$ в БМ. Далее КСС модулирует несущую передатчика по частоте. Здесь не показаны цепи введения частотных предыскажений.

Принципы декодирования сигналов стереопары в системе с пилот-тоном те же, что и в отечественной системе. На рис. 17.12,*б* изображен пример приемного тракта системы с пилот-тоном. КСС снимается с выхода частотного детектора приемника. Узкополосный ПФ выделяет пилот-тон, из которого путем удвоения восстанавливается поднесущая частота $\omega_{пн}$. В балансном детекторе БД выделяется разностный сигнал $u_S$. Далее этот сигнал поступает на матрицу $М_2$. На ее второй вход поступает КСС, низкочастотная часть которого представляет собой суммарный сигнал $u_M$. В результате суммарно-разностного преобразования получаются исходные сигналы $u_л$ и $u_п$, которые после ФНЧ поступают на звуковой тракт стереоприемника. Чаще всего ФНЧ представляет собой цепь компенсации частотных предыскажений с постоянной времени 50 или 75 мкс.

Наилучшие результаты дает ключевой метод декодирования КСС с применением ФАПЧ поднесущей $\omega_{пн}$ (рис. 17.12,*в*). Он содержит входной ФНЧ с частотой среза 53 кГц для выделения комплексного стереофонического сигнала КСС, собственно систему ФАПЧ, электронный коммутатор ЭК, RC-цепи компенсации частотных предыскажений и выходные ФНЧ с частотами среза 15 кГц.

Рис. 17.12. Структурные схемы формирования (*а*) и декодирования комплексного стереофонического сигнала в системе с пилот-тоном: *б* — с применением суммарно-разностного преобразования; *в* — с временны́м разделением каналов и системой ФАПЧ пилот-тона

В состав системы ФАПЧ входят генератор, управляемый напряжением ГУН, первый делитель частоты ДЧ$_1$ второй делитель частоты ДЧ$_2$, фазовый детектор ФД и ФНЧ. В ФД частота пилот-тона (имеющаяся в спектре КСС) сравнивается с частотой 19 кГц, полученной в результате деления частоты ГУН. Если частота пилот-тона находится вне полосы захвата ФАПЧ, то регулировочное напряжение на выходе ФНЧ отсутствует и частота ГУН не изменяется. Если же частота пилот-тона лежит в полосе захвата ФАПЧ, то на выходе ФНЧ появится управляющее напряжение.

В режиме синхронизации частота сигнала на выходе ДЧ$_1$ совпадает с частотой пилот-тона в КСС, а их фазовый сдвиг составляет 90°. При нарушении синхронизации ФД вырабатывает регулировочное напряжение, воздействующее через ФНЧ на управляющий элемент ГУН и восстанавливающее режим синхронизма. Обычно частота ГУН составляет 76 кГц, последняя затем при помощи двух делителей частоты ДЧ$_2$ и ДЧ$_1$ понижается до частоты пилот-тона. Это позволяет достаточно просто сформировать двухполярную последовательность коротких коммутирующих импульсов для управления работой ЭК. При этом



легко также обеспечивается получение нужной начальной фазы для импульсов, управляющих работой ЭК. На выходах ЭК выделяются сигналы стереопары, а также надзвуковые частоты. Последние существенно ослабляются КЦ компенсации частотных предыскажений $1/K_\tau(\mathrm{i}\Omega)$ и далее при необходимости дополнительно отфильтровываются ФНЧ с частотами среза 15 кГц.

В системе с пилот-тоном важно при восстановлении поднесущей частоты получить нужную ее фазу. В случае несовпадения фаз поднесущей при передаче и приеме после детектирования образуются нелинейные искажения и уменьшается переходное затухание. Разбаланс фаз $\Delta\varphi$ и переходное затухание $a_{\text{п}}$ связаны зависимостью $a_{\text{п}} = 20\lg(\operatorname{ctg}\Delta\varphi/2)$. При $\Delta\varphi = 20°$ переходное затухание $a_{\text{п}}$ падает до 30 дБ. Еще более точной должна быть фаза пилот-тона, так как при удвоении его частоты ошибка по фазе также удваивается. При сдвиге фазы пилот-тона на 45° сдвиг фаз между поднесущими в точках передачи и приема становится равным 90°, $a_{\text{п}}$ падает до 0 дБ, передача становится монофонической.

Заметим, что в состав стереодекодера входит также схема автоматического управления. С ее помощью производятся опознавание режима работы передатчика («моно» или «стерео») с соответствующей световой индикацией и переключение декодера в режим «моно» при слабом входном сигнале. Аналогичные устройства имеют и стереодекодеры системы с ПМ.

**Передача дополнительной информации**. В МВ-ЧМ радиовещании плотность радиовещательных станций, особенно в последние годы, увеличилась до такой степени, что слушателям, использующим портативные или автомобильные приемники, становится все труднее и труднее настраиваться на определенную программу. Однако имеется возможность к существующим программам, не ухудшая условий для их прослушивания, добавлять неслышимые радиосигналы данных для опознавания программ и автоматической настройки на них (с перечнем альтернативных частот). Кроме этого могут быть реализованы целый ряд других сервисных функций и передача разнообразной справочной информации в форме радиотекста. Для этих целей Европейский союз радиовещания (European Broadcasting Union, EBU) рекомендует использовать систему RDS (EN 50067, April 1992; Рекомендация 643-1 МККР, 1990). Она предназначена для применения в системе с ПТ. Радиоданные передаются в цифровой форме. Ниже приведены основные характеристики системы RDS:

| | |
|---|---|
| Поднесущая частота для передачи сигналов радиоданных, кГц | 57 |
| Допустимое отклонение поднесущей частоты от эталонного значения, Гц | ±6 |
| Синхронизация поднесущей частоты | По фазе, относительно третьей гармоники пилот-тона |
| Отклонение фазы поднесущей, град, не более | ±10 |

Девиация основной ЧМ несущей, кГц:
- сигналом модулированной поднесущей:
  - рекомендуемое значение ........................... ±2
  - при одновременном использовании систем опознавания станций ARI и передачи радиоданных RDS ... ±1,2
- сигналом немодулированной поднесущей ARI ......... ±3,5

Предельные значения девиации частоты ЧМ несущей, кГц ........................................ (1,0...7,5)

Полоса частот радиоканала, кГц ..................... 4,8

Модуляция поднесущей частоты ....................... Амплитудная

Сигнал данных ...................................... Двоичный код

Модулирующий сигнал ................................ Двухфазный кодовый сигнал данных

Поднесущая частота при модуляции подавляется, дБ, не менее ............................................ 40

Скорость передачи данных, бит/с .................... 1187,5

Структура кода:
- самый крупный элемент — «группа»:
  - с общим числом битов ............................ 104
  - время передачи группы, мс ....................... 87
- состав группы:

4 блока каждый с числом битов ...................... 26
- структура блока:
  - информационное слово, бит ....................... 17
  - контрольное слово, бит .......................... 10

Возможность обнаружения и исправления ошибок ...... Имеется

Порядок передачи битов ............................. Во всех информационных, контрольных словах и адресах первым передается старший разряд

Синхронизация блоков и групп ....................... Имеется

Формат передаваемых сообщений ...................... Первые пять битов в каждом втором блоке группы выделены для пятибитового кода, определяющего назначение группы и ее варианта

Большая часть емкости в системе RDS предназначена для быстрой автоматической настройки (перенастройки) приемников, идентификации и выбора программ.

На рис. 17.13,*а* и *б* представлены упрощенные структурные схемы соответственно трактов передачи и приема сигналов радиоданных системы RDS, передаваемых через сеть радиовещательных станций диапазона МВ-ЧМ. Формирователь RDS-сигнала (рис. 17.13,*а*) содержит источник радиоданных (ИР); дифференциальный кодер ДК; генератор бифазных символов ГБС, включающий преобразователь полярности импульсов ППИ, линию задержки ЛЗ и ПФ; перемножитель сигналов (амплитудный модулятор) ПС$_1$ генератор поднесущей частоты Г$_{пн2}$, делители частоты ДЧ$_1$, ДЧ$_2$ и сумматор Σ.

В радиоприемном устройстве после ЧМ демодулятора (рис 17.13,*б*) RDS-сигнал выделяется ПФ, затем восстанавливаются поднесущая ча-

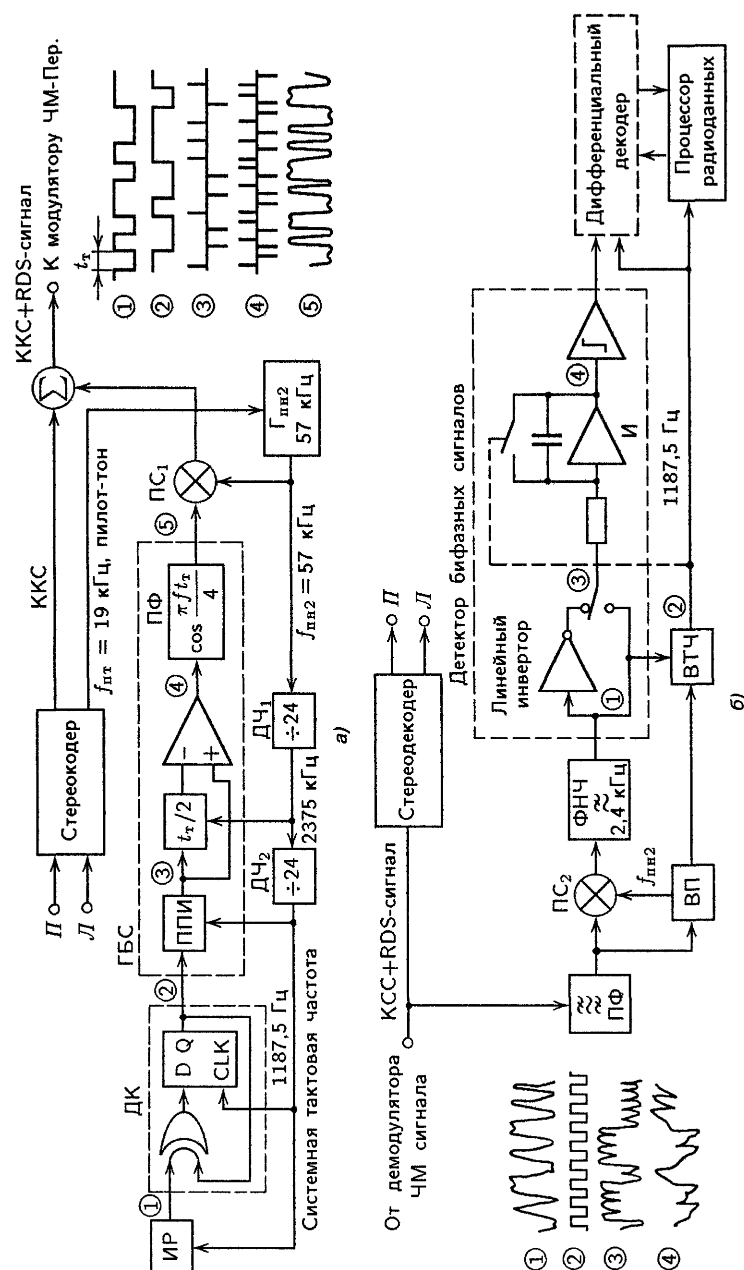


**Рис. 17.13.** Упрощенные структурные схемы передающего (*а*) и приемного (*б*) трактов системы RDS

стота (ВП) $f_{пн2} = 57$ кГц и тактовая частота (ВТЧ) $f_{тч} = 1187{,}5$ Гц. Далее сигналы радиоданных проходят перемножитель сигналов (демодулятор) ПС$_2$, после чего декодируются и обрабатываются в процессоре радиоданных. Для большей наглядности происходящих здесь процессов приведены также осциллограммы сигналов в основных точках изображенных структурных схем.

## 17.6. Система FMX

Особенностью рассмотренных выше систем является заметное уменьшение зоны обслуживания при переходе передатчика из монофонического в стереофонический режим работы. От этого недостатка свободна система FMX (Extended Range FM Stereo System), разработанная в США в 1985 г. Она совместима с системой с пилот-тоном и позволяет расширить зону высококачественного стереоприема (при отношении С/Ш 50 дБ) практически до размеров зоны обслуживания передатчика, работающего в монорежиме. Расширение зоны обслуживания достигается в данном случае применением оригинальной системы адаптивного компандирования разностного сигнала $u'_S$ передаваемого в дополнительном канале.

Компрессированный сигнал $u'_S$ передается в виде АМ колебания с подавленной поднесущей частотой 38 кГц, как и при обычной стереопередаче в системе с пилот-тоном, но в квадратуре к основной составляющей (рис. 17.14,*а*). При использовании ключевых методов декодирования (или синхронного детектора) обычные стереодекодеры не реагируют на квадратурную составляющую поднесущей, чем и достигается совместимость обеих систем. Приемники системы FMX оснащаются устройством переключения в режим FMX, срабатывающим от специального инфразвукового сигнала, передаваемого в том же квадратурном канале.

В системе FMX используется компандерная система со специальной формой амплитудной характеристики (рис. 17.14,*б*) компрессора. Пока уровень разностного сигнала $u_S$ на входе компрессора мал (не превышает −30 дБ относительно номинального значения) коэффициент передачи компрессора остается постоянным и равным +20 дБ. Иначе говоря, сигналы с малым уровнем проходят через компрессор с повышенным на 20 дБ коэффициентом передачи. При средних уровнях сигнала $u_S$ (−30...−20 дБ) амплитудная характеристика компрессора начинает постепенно изменять наклон в сторону уменьшения коэффициента передачи так, что при уровнях сигнала на входе, превышающих −20 дБ, коэффициент передачи компрессора начинает уменьшаться тем значительнее, чем выше уровень сигнала $u_S$. Вследствие этого уровень квадратурной составляющей сигнала в дополнительном канале также резко уменьшается.

Кроме компрессии сигнал $u_S$ на передающей стороне подвергается еще частотным предыскажениям с целью дополнительного снижения



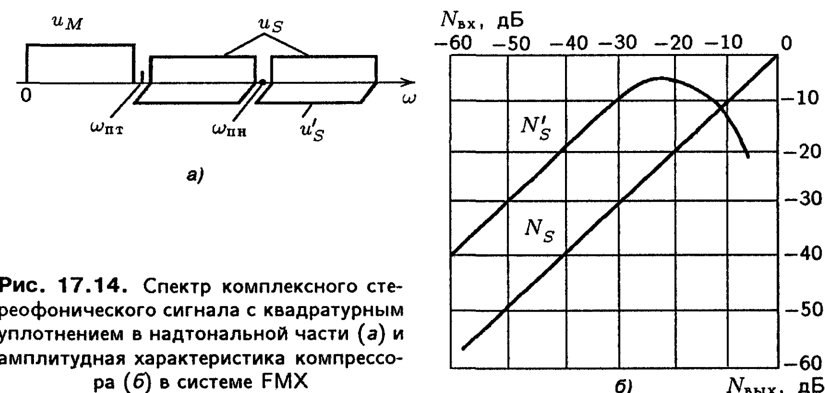



**Рис. 17.14.** Спектр комплексного стереофонического сигнала с квадратурным уплотнением в надтональной части (*а*) и амплитудная характеристика компрессора (*б*) в системе FMX

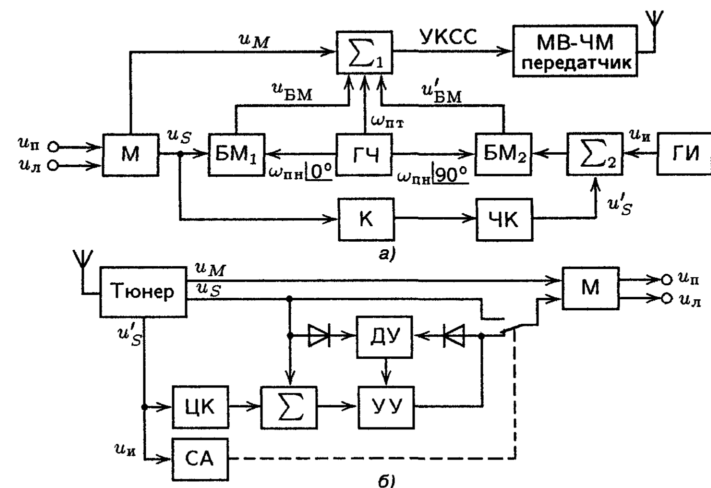



**Рис. 17.15.** Упрощенные структурные схемы передающей (*а*) и приемной (*б*) частей системы FMX

уровня шумов на приемной стороне системы. Для этого используются две RC-цепи с постоянными времени 0,2 и 1,0 мс.

Структурные схемы передающей и приемной частей системы FMX приведены на рис. 17.15. Схема формирования КСС (рис 17.15,*а*) в этой системе содержит: матрицу М, формирующую суммарный $u_M$ и разностный $u_S$ сигналы стереопары; генератор частот ГЧ, формирующий частоту пилот-тона $\omega_{пт}$ и два колебания с поднесущей частотой 38 кГц, сдвинутые по фазе друг относительно друга на 90°, балансные модуляторы БМ$_1$ и БМ$_2$ для формирования основной (стандартной для системы с пилот-тоном) и квадратурной надтональных частей КСС; сумматор $\Sigma_1$, на выходе которого имеем УКСС, уплотненный в надтональной части квадратурной составляющей. Перед подачей на сумма-

тор $\Sigma_2$ и БМ$_2$ квадратурного канала разностный сигнал $u_S$ подвергается компрессированию К, упомянутым выше частотным предыскажениям и «частотной коррекции» (ЧК).

Для идентификации режима работы системы FMX и обеспечения возможности автоматической коммутации приемных устройств в модулирующий сигнал $u'_S$ при помощи сумматора $\Sigma_2$ вводится с малым уровнем практически не слышимый при радиоприеме инфразвуковой сигнал идентификации $u_и$. Его частота составляет 10 Гц, формируется этот сигнал генератором ГИ.

При радиоприеме сигнала в системе FMX (рис. 17.15,*б*) предварительно необходимо выделить сигналы $u_M$, $u_S$ и $u'_S$. Если стереодекодер не позволяет этого сделать непосредственно, то сигналы $u_М$ и $u_S$ легко можно получить при помощи ЭК и матрицы М из сигналов $u_л$ и $u_п$. Для получения сигнала $u'_S$ можно также использовать традиционный ключевой стереодекодер, если на вход его ЭК подать последовательность коммутирующих импульсов, сдвинутую по времени на четверть периода относительно основной частоты их следования. В этом случае его выходные сигналы описываются формулами

$$u'_л = u'_M + u'_S; \quad u'_п = u'_M - u'_S. \qquad (17.25)$$

Сигнал $u'_S$ может быть найден как разность напряжений $u'_л$ и $u'_п$.

Выделенный сигнал $u'_S$ через цепь компенсации внесенных частотных предыскажений (цепь ЦК), имеющей характеристику передачи, обратную по отношению к ЧК на передающей стороне, суммируется с сигналом $u_S$ и далее поступает на усилитель УУ (рис. 17.15,*б*) с управляемым коэффициентом передачи. Сигнал управления для УУ снимается с выхода дифференциального устройства ДУ. Последнее сравнивает уровень выпрямленного сигнала, снимаемого с выхода УУ, с выпрямленным напряжением сигнала $u_S$ и регулирует усиление УУ таким образом, чтобы уровни сигналов на входах ДУ совпадали бы с высокой степенью точности. Благодаря этому на выходе УУ образуется восстановленный сигнал $u_S$, имеющий требуемый уровень, но при существенно лучшем отношении сигнал/шум. Далее путем обычного суммарно-разностного преобразования, выполняемого в матрице М$_2$ из сигналов $u_M$ и $u_S$ (или $u'_S$ с нужным уровнем) восстанавливаются сигналы стереопары $u_л$ и $u_п$. Точность восстановления разностного сигнала, ранее подвергнутого на передающей стороне компрессии, является важным фактором, определяющим в конечном итоге переходное затухание между каналами стереопары.

Перевод приемного устройства в режим FMX осуществляется по схеме автоматики СА, управляемой сигналом идентификации $u_и$.

Подобные технические решения применимы и в системе с ПМ.



## 17.7. Передача звукового сопровождения в телевизионном вещании

### Системы вещательного телевидения с монофоническим звуковым сопровождением

Система телевизионного вещания (СТВ) объединяет комплекс технических средств, предназначенных для формирования, передачи и приема зрительной и слуховой информации. Принцип передачи сигналов изображения и звукового сопровождения по радиоканалу для системы SECAM поясняет рис. 17.16,*а*. Радиосигнал изображения (рис. 17.16,*а*) представляет собой АМ колебание с частично подавленной нижней боковой полосой. При этом ширина спектра сигнала изображения составляет 7,625 МГц. Ослабление спектральных составляющих, отстоящих от несущей частоты изображения $f_{н\,из}$ на 1,25 МГц вниз и 6,375 МГц вверх, равно 20 дБ. В современных совместимых системах вещательного цветного телевидения спектр сигнала яркости занимает всю полосу частот радиоканала изображения. Однако он имеет линейчатую структуру, что позволяет, используя метод частотного уплотнения, в этой же полосе частот дополнительно передать сигналы цветности. В системе SECAM для этого используются две поднесущие $f_{пн\,B}$ и $f_{пн\,R}$ с частотами 4,250 и 4,406 МГц. Спектры сигналов цветности также имеют линейчатый характер. При этом спектральные составляющие сигналов цветности и яркости не накладываются друг на друга, а разнесены по частоте, что достигается соответствующим выбором значений $f_{пн\,B}$ и $f_{пн\,R}$.

Радиосигнал звукового сопровождения (рис. 17.16,*а*) образуется частотной модуляцией несущей звука $f_{н\,зв}$ сигналом звукового сопрово-

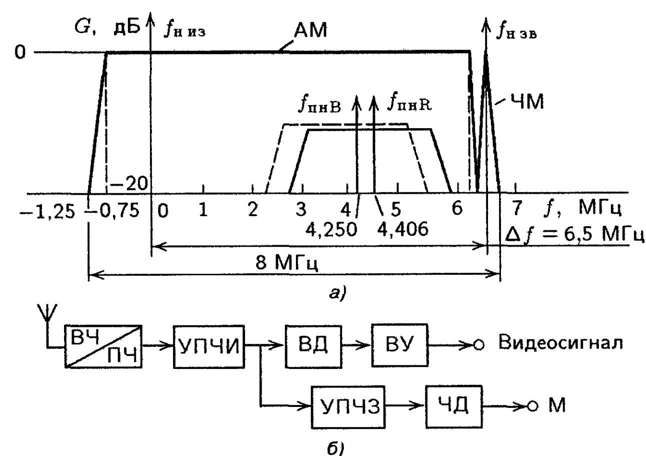



**Рис. 17.16.** Спектр ТВ сигнала передающей станции (*а*) и упрощенная структурная схема ТВ приемника системы SECAM с общим трактом промежуточной частоты сигналов изображения и звука (*б*)

ждения. На передачу сигнала звукового сопровождения отводится полоса частот, равная 0,25 МГц. Этого вполне достаточно для организации высококачественного звукового сопровождения с полосой частот 40...15000 Гц. Девиация частоты несущей звука ±50 кГц. Применение частотной модуляции позволяет получить требуемое отношение сигнал/помеха в звуковом тракте ТВ приемника при значительно меньшей мощности передатчика, а это, в свою очередь, способствует также ослаблению помехи от радиосигнала звукового сопровождения, проникающей в ТВ канал.

Итак, в ТВ для передачи сигналов изображения и звука применяются два раздельных передатчика. Заметим, что в России и странах СНГ разнос по частоте несущих частот $\Delta f$ изображения $f_{\text{н из}}$ и звука $f_{\text{н зв}}$ равен 6,5 МГц, номинальное значение полосы частот радиоканала 8 МГц, отношение мощностей передатчиков изображения и звука принято равным 10:1.

Электрические параметры канала звукового сопровождения соответствуют каналу с полосой частот 40...15000 Гц ГОСТ 11515-91 (что соответствует каналу высокого качества в соответствии с Рекомендациями J.12 и J.21 МККТТ), однако не всегда они реализованы в полной мере из-за низкого качества в серийно моделях ТВ приемников УЗЧ и акустических систем.

## Система ЧМ-ЧМ для стереофонического сопровождения телевизионных программ

Система ЧМ-ЧМ применяется в Японии с 1970 г., в настоящее время охватывает практически все население страны. В этой системе (рис. 17.17,*а*) передача разностного сигнала $u_S$ осуществляется путем ЧМ поднесущей $f_{\text{пн}}$. Частота поднесущей равна удвоенной частоте строчной развертки ТВ приемника $f_{\text{пн}} = 2f_{\text{стр}} = 31{,}5$ кГц. Для улучшения отношения сигнал/шум в тракте сигнала $u_S$ применена компандерная система шумопонижения ШП. Коэффициент компрессии для сигнала $u_S$ принят равным 5/4, время установления 1 мс, время восстановления 150 мс. Для систем B, G, H (формат PAL) эти параметры соответственно равны 2:1, 2 и 20 мс. Максимальная девиация поднесущей частоты компрессированным сигналом составляет ±10 кГц. Чтобы избежать проникновения боковых компонент ЧМ колебания поднесущей в полосу частот основного канала М, спектр надзвуковой части КСС резко ограничивают в пределах ±15 кГц от значения поднесущей частоты. Для компенсации времени задержки, обусловленной фильтрами в тракте сигнала $Л-П$, аналогичная задержка с помощью ЛЗ вводится в тракт сигнала $Л+П$. Величина этой задержки нормируется и составляет 20 мс. Диапазон модулирующих частот в канале сигнала $S$ ограничен частотой $F_{\text{в}} = 12$ кГц. Девиация несущей сигналом модулированной поднесущей частоты при стереопередаче составляет ±20 кГц. Девиация несущей суммарным сигналом $M$ составляет ±25 кГц. Постоянная времени



**Рис. 17.17.** Система ЧМ-ЧМ для стереофонического сопровождения телевизионных программ: *а* — спектр комплексного стереофонического сигнала; *б* — структурная схема формирователя КСС (стереокодера); *в* — декодирование КСС в системе ЧМ-ЧМ

цепи предыскажений равна 75 мкс, для систем B, G, H соответственно 50 мкс. Для идентификации режима работы (моно/стерео) передатчика звукового сопровождения и автоматического переключения приемных устройств введен пилот-сигнал на частоте $f_{\text{пс}} = 3{,}5f_{\text{стр}} = 55{,}125$ кГц. Он модулируется по амплитуде тональным сигналом, частоты которого равны 982,5 Гц при стереофоническом сопровождении и 922,5 Гц при передаче двух разных звуковых сигналов. Глубина модуляции составляет 60 %, девиация несущей пилот-сигналом 2 кГц.

Формирование КСС в системе ЧМ-ЧМ осуществляется суммарно-разностным методом. Сигналы каналов Л и П (рис. 17.17,*б*) после про-

хождения через RC цепи внесения предыскажений $\dot{K}_\tau$ поступают на матрицу М для получения суммарного $u_M = (u_л + u_п)/2$ и разностного $u_S = (u_л - u_п)/2$ сигналов. Сигнал $u_M$ через усилитель У и ЛЗ поступает на сумматор $\Sigma$ формирующий КСС, и далее в составе КСС — на выход устройства.

Сигнал $u_S$ с выхода матрицы М предварительно подается на компрессор К, а с него — на ЧМ модулятор, в качестве которого используется ГУН с центральной частотой $\omega_0$, равной второй гармонике строчной частоты. Частотно-модулированная поднесущая через полосовой фильтр ПФ поступает на второй вход сумматора $\Sigma$, формирующего КСС. На третий вход этого сумматора подается сигнал опознавания, представляющий собой АМ колебание. Генераторы пилот-сигнала ГПС ($f_{пс} = 55{,}125$ кГц) и сигнала опознавания ГСО ($F_{со} = 982{,}5$ или $922{,}5$ Гц) режима работы передатчика так же, как и генератор поднесущей, должны быть жестко синхронизированы с частотой строк (или кадров).

В приведенной схеме изображен вариант синхронизации с частотой кадров $\Omega_к$, поскольку этот способ синхронизации позволяет устранить влияние чересстрочного разложения сигнала изображения и тем самым избежать дополнительных помех, возникающих в звуковом тракте при синхронизации.

Для стабилизации частот генераторов используются схемы ФАПЧ, включающие в себя собственно ГУН, ГПС и ГСО, а также ДЧ, ФД и ФНЧ.

Декодирование КСС в системе ЧМ-ЧМ осуществляется также путем суммарно-разностного преобразования (рис. 17.17,*в*). Из КСС при помощи ПФ выделяется сигнал поднесущей частоты с продуктами ее модуляции (надтональная часть КСС). После усилителя-ограничителя УО этот сигнал подается на частотный детектор ЧД. Полученный после детектирования разностный сигнал, подвергнутый компрессированию на передающей стороне, поступает на экспандер Э, восстанавливающий первоначальный динамический диапазон сигнала $u_S$. Далее через цепь компенсации частотных предыскажений $K_\tau^{-1}$ он поступает на один из входов матрицы М. На ее второй вход подается сигнал $u_M$ со входа декодера через усилитель У и ФНЧ, роль которого выполняет цепь компенсации частотных предыскажений $K_\tau^{-1}$. На выходе матрицы М выделяются левый $u_л$ и правый $u_п$ сигналы стереопары.

АМ колебание сигнала опознавания режима работы передатчика, содержащееся в спектре КСС, выделяется узкополосным полосовым фильтром УПФ и детектируется. После детектирования сигнал опознавания с частотой 982,5 Гц выделяется специально разработанным для этой цели узкополосным пьезофильтром и служит для переключения матрицы М и идентификации режима работы приемника.

Параметры качества в системе ЧМ-ЧМ уступают требованиям, которые с позиций сегодняшнего дня предъявляются к каналам передачи стереозвука (табл. 17 2, столбец 2): велики уровень шума и коэффициент гармоник, сужена полоса звуковых частот. По каждому из этих параметров канал передачи не удовлетворяет требованиям Рек. J.21 МККТТ.



Таблица 17.2

Параметры качества систем стереофонического сопровождения вещательного телевидения

| Параметр | Система | | | |
|---|---|---|---|---|
| | ЧМ-ЧМ, Япония | ЧМ с двумя несущими звука | ЧМ-АМ, BTSC, США | ЧМ-АМ, ПМ, Россия |
| Полоса звуковых частот, Гц | 40...12000 | 40...15000 | 40...15000 | 30...15000 |
| Разделение каналов Л и П, дБ, не менее, в режиме: | | | | |
| стерео | 31 | 26...40 | 26...40 | – |
| две звуковые программы: | | | | |
| первый канал: | 54 | 55 | – | – |
| на частоте 1000 Гц | – | 68 | – | – |
| на частоте 5000 Гц | – | 57 | – | – |
| второй канал | 50 | – | – | – |
| Отношение сигнал-шум в режиме «стерео» | 44 | – | 50...55 | 40..45 |
| Отношение сигнал – взвешенный шум, считая рокот, дБ: | | | | |
| общий канал изображения и звука | – | 44 | – | – |
| параллельный канал изображения и звука | – | 56 | – | – |
| Помехи изображению | Нет | – | Нет | Нет |
| Выигрыш в помехозащищенности за счет компандерной системы | – | – | 30 | – |

В режиме передачи двух разных звуковых сигналов разделение между звуковым и надзвуковым каналами составляет около 50...54 дБ, что позволяет использовать канал ЧМ поднесущей для передачи двух независимых программ (например, для организации двухречевого сопровождения ТВ передач).

## Система ЧМ-АМ BTSC для стереофонического сопровождения ТВ программ

Система ЧМ-АМ разработана фирмой Zenith (США) и предназначена для передачи стереофонического сопровождения и для организации дополнительных информационных каналов в телевидении. Она рекомендована для применения Комитетом по системам телевизионного вещания Ассоциации электронной промышленности (Broadcast Television Systems Comitee (BTSC) of the Electronic Industries Association). С 1984 г. после пятилетнего исследования США приступили к ее использованию в масштабах всей страны.

Спектр КСС этой системы показан на рис. 17.18,*а*. Низкочастотную часть КСС образует сумма сигналов стереопары $M = (Л + П)/2$, каждый с полосой частот 40...15000 Гц; надтональная часть КСС представляет собой АМ колебание. При этом частота поднесущей $f_{пн1} =$

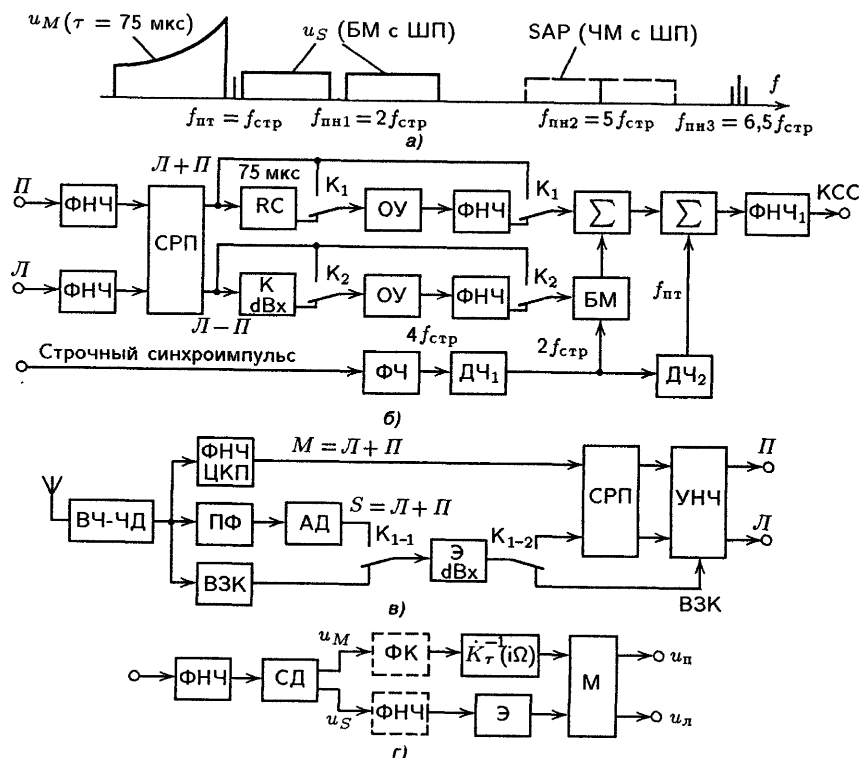



**Рис. 17.18.** Система ЧМ-АМ BTSC: *а* — полный спектр модулирующего сигнала; *б* — упрощенная структурная схема тракта формирования КСС; *в* — декодирование КСС с предварительным разделением спектра; *г* — декодирование КСС при помощи синхронного детектора

$= 2f_{стр} = 31{,}468$ кГц. Модулирующим сигналом является разностный $S = (Л - П)/2$ также с полосой частот 40...15000 Гц. Поднесущая подавлена полностью и для ее восстановления (на приемной стороне) введен пилот-тон $f_{пт} = f_{стр}$ с частотой 15,734 кГц. Сигнал $S$ здесь подвергается компрессированию в компандерной системе шумопонижения типа dBx, обеспечивающей выигрыш в помехозащищенности для сигнала $S$ около 30 дБ. Цепь предыскажений ($\tau = 75$ мкс) введена только в канал М. Максимальная девиация несущей сигналом $M$ составляет $\pm 25$ кГц; пиковая девиация несущей сигналом $S$ соответственно $\pm 50$ кГц. Девиация несущей сигналом пилот-тона равна $\pm 5$ кГц. Полоса частот собственно КСС составляет 0,04...46,468 кГц.

В системе ЧМ-АМ BSTC организованы также два дополнительных ЧМ канала: один из них служит для передачи сигналов радиовещания (имеет полосу частот 50...10000 Гц), второй — для передачи дополнительной информации (речь, данные). Полоса модулирующих частот в канале передачи дополнительной информации равна 300...3400 Гц при



передаче речевых сигналов и 0...1500 Гц при передаче данных. Несущие частоты для каналов второй, звуковой программы и дополнительной информации соответственно равны $5f_{стр}$ и $6{,}5f_{стр}$. Пиковая девиация частоты $f_{пн2}$ составляет $\pm 10$ кГц, пиковая девиация несущей передатчика звука этим ЧМ сигналом $\pm 15$ кГц. Пиковая девиация поднесущей $f_{пн3}$ сигналом речь/данные равна $\pm 3$ кГц. Полоса частот, занимаемая полным сигналом с учетом дополнительных каналов, составляет 0,04...120 кГц. Этим уплотненным КСС модулируется с общей девиацией $\pm 75$ кГц несущая передатчика звука, отстоящая от несущей передатчика изображения на 5,5 МГц. Полная полоса частот радиоканала звука составляет 390...400 кГц.

Структурная схема формирователя КСС (без дополнительных каналов) показана на рис. 17.18,*б*. Устройство содержит ФНЧ с частотой среза 15 кГц; суммарно-разностный преобразователь СРП; RC-цепь внесения частотных предыскажений с постоянной времени $\tau = 75$ мкс (включена в тракт сигнала $M$); компрессор К компандерной системы шумопонижения типа dBx (в цепи разностного сигнала $S$); ограничители уровня ОУ, необходимые для исключения перемодуляции передатчика; балансный модулятор БМ; сумматоры $\Sigma$; цепь формирования пилот-тона $f_{пт}$, содержащую последовательно включенные формирователь частоты ФЧ и два делителя частоты $ДЧ_1$ и $ДЧ_2$, осуществляющие каждый деление частоты на 2; выходной $ФНЧ_1$ и коммутаторы $К_1$, $К_2$. Здесь используется суммарно-разностный метод формирования КСС, уже подробно описанный ранее. Заметим, что ФНЧ, стоящие после ОУ в суммарном и разностном трактах, должны иметь строго идентичные характеристики. Для получения высокого переходного затухания у суммарного и разностного сигналов при прохождении через сквозной тракт должны быть одинаковые амплитуды и фазы. Поэтому в схеме модулятора в трактах М и S могут быть предусмотрены также специальные фазовые корректоры ФК.

В ТВ приемнике для получения высоких качественных показателей необходимо использовать параллельный или квазипараллельный тракты для обработки сигналов изображения и звука.

Стереодекодер системы ЧМ-АМ BTSC изображен на рис. 17.18,*в*. На выходе ЧД звукового тракта ТВ приемника имеем КСС, спектр которого показан на рис. 17.18,*а*. Этот сигнал поступает на ПФ, далее на амплитудный детектор АД и после него через коммутатор $К_{1\text{-}1}$ на экспандер Э компандерной системы шумопонижения типа dBx, на выходе которого получаем разностный сигнал $S = (Л - П)/2$. Кроме того, входной сигнал поступает на ФНЧ и далее на цепь коррекции предыскажений ЦКП (оба устройства обычно совмещены). Выделенные таким образом сигналы $M = (Л + П)/2$ и $S = (Л - П)/2$ поступают на СРП, после которого восстановленные и усиленные в УЗЧ сигналы $Л$ и $П$ стереопары воспроизводятся соответствующими громкоговорителями $Гр_1$ и $Гр_2$. Для защиты стереодекодера от помех со стороны дополнительных

каналов на его входе устанавливается ФНЧ или режекторный фильтр, подавляющий мешающие сигналы.

Для нормальной работы экспандера ПФ должен подавлять сигнал пилот-тона и сигнал $M$. Для выравнивания ФЧХ суммарного и разностного трактов в один из них может быть дополнительно включен фазовый корректор ФК.

Более совершенная схема стереодекодера с синхронным детектором СД показана на рис. 17.18,*г*. Она не требует пояснений.

Телевизионный приемник имеет тракт для выделения сигнала второго звукового канала ВЗК (50...10000 Гц), содержащий свой ПФ, ЧД и ФНЧ с частотой среза 10 кГц. Аналогичный тракт служит и для выделения сигналов дополнительной информации. Кроме того он имеет цепи коммутации $К_{1-1}$ и $К_{1-2}$, а также переключатель звуковых каналов, расположенный в УЗЧ. Структура тракта ВЗК здесь не показана.

В целом (см. табл. 17.2) параметры качества, реализованные в системе ЧМ-АМ BTSC, вполне достаточны для передачи высококачественных стереофонических сигналов.

## Система ЧМ с двумя несущими звукового сопровождения

В Германии и ряде других стран для передачи стереозвука в телевидении используется система с двумя независимыми несущими частотами. Предусмотрены три режима работы: моно, стерео и звуковое сопровождение на двух языках. При помощи основной (первой) несущей звукового сопровождения $f_{н1}$, отстоящей от несущей изображения на 5,5 МГц (±500 Гц), передается сигнал $M = (Л + П)/2$. На дополнительной (второй несущей) $f_{н2}$, отстоящей от несущей изображения на 5,7421875 МГц (±500 Гц), передается сигнал $П$. Частоты $f_{н1}$ и $f_{н2}$ разнесены на расстояние $15{,}5 f_{стр}$. Звуковые сигналы модулируют несущие по частоте с девиацией ±50 кГц. Ширина полосы модулирующих частот каждого канала 40...15000 Гц. Перед модуляцией сигналы $M$ и $П$ проходят цепи внесения частотных предыскажений с постоянной времени 50 мкс. Уровень первой (рис. 17.19,*а*) несущей звука $f_{н1}$ уменьшен относительно несущей изображения на 13 дБ, а второй $f_{н2}$ — на 20 дБ. Помехозащищенность сигналов $M$ и $П$ примерно одинакова. Телевизионный приемник с монофоническим звуковым трактом принимает только сигнал $M$. Для автоматического опознавания режима работы передатчика введен пилот-сигнал. Его частота выбрана равной 54,6875 кГц ±5 Гц ($3{,}5 f_{стр}$). Он модулируется по амплитуде тональными сигналами; глубина модуляции 50 %. В режиме «моно» модуляция пилот-сигнала отсутствует; в стереорежиме частота модуляции пилот-сигнала 117,5 Гц; при передаче информационной программы на двух языках 274,1 Гц. АМ колебание пилот-сигнала вводится в тракт канала П и модулирует вторую несущую по частоте с девиацией 2,5 кГц. Уровни левой и правой боковых частот модуляции второй несущей пилот-сигналом ослаблены



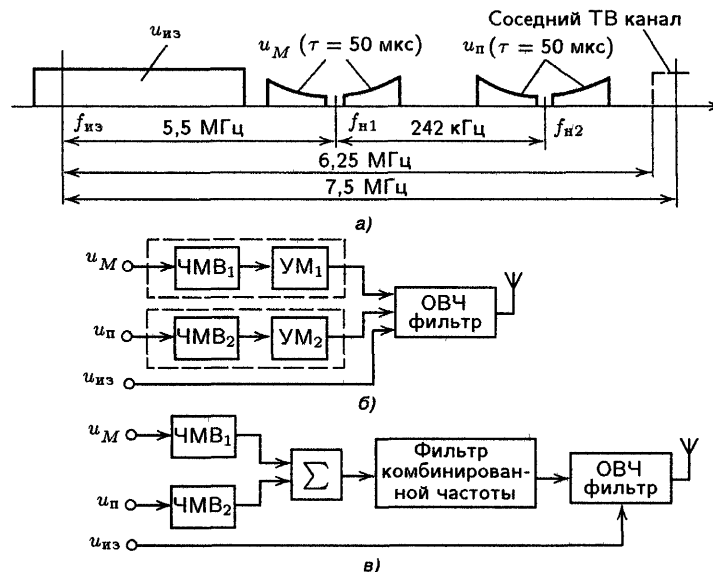



**Рис. 17.19.** Система ЧМ с двумя несущими звукового сопровождения: *а* — спектр сигнала; *б* — вариант построения передающей части с использованием двух раздельных передатчиков звука; *в* — вариант использования передатчика с общим усилителем мощности

относительно уровня несущей на 36 дБ. Средняя девиация каждой боковой составляющей пилот-сигнала равна 1,67 кГц.

Данный способ требует для передачи сигналов стереопары двух передатчиков (рис. 17.19,*б*). Можно использовать вариант передатчика с общим широкополосным усилителем мощности УМ (рис. 17.19,*в*). В этом случае отдельными являются только ЧМ возбудители $ЧМВ_1$ и $ЧМВ_2$. Однако этот вариант требует повышенной линейности группового тракта для снижения уровня комбинационных помех от несущих звука и устранения их влияния на канал изображения. Для этой цели на выходе общего линейного УМ включают специальный фильтр, подавляющий комбинационные частоты.

Варианты построения звуковых трактов телевизионных приемников для системы с двумя несущими звукового сопровождения изображены на рис. 17.20. В первом из них (рис. 17.20,*а*) разделение трактов изображения и звука выполнено после видеодетектора ВД. Вторые промежуточные частоты (5,5 и 5,742 МГц) сигналов звукового сопровождения выделяются соответственно $ПФ_1$ и $ПФ_2$, затем полученные сигналы детектируются частотными детекторами $ЧД_1$ и $ЧД_2$, на выходах которых образуются сигналы $M$ и $П$. Недостатком такой структуры является значительное число комбинационных доставляющих на выходе видеодетектора из-за паразитной ФМ несущей изображения. Часть из них лежит в полосе частот видеосигнала и поэтому не может быть отфиль-

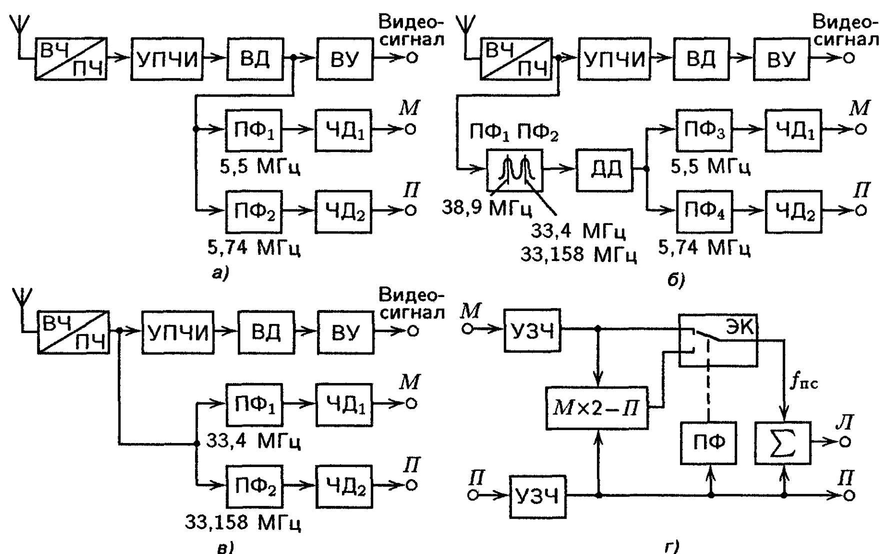



**Рис. 17.20.** Структурные схемы звуковых трактов ТВ приемников с двумя несущими звука: *а* — с совмещенным трактом промежуточной частоты; *б* — с квазипараллельными трактами изображения и звука; *в* — с параллельными трактами изображения и звука; *г* — схема декодирующей матрицы

трована без ухудшения качества изображения. Другая же их часть переносится в звуковой тракт, создавая заметные помехи, проявляющиеся в виде низкочастотного «рокота».

Более предпочтительна структура (рис. 17.20,*б*), где сигналы звукового сопровождения выделены уже в тракте промежуточной частоте при помощи $ПФ_1$ и $ПФ_2$. Из спектра полного ТВ сигнала $ПФ_1$ и $ПФ_2$ выделяют промежуточную частоту несущей изображения (38,9 МГц) и промежуточные частоты (33,4 и 33,158 МГц) несущих звукового сопровождения с продуктами модуляции. Эта смесь сигналов поступает на дополнительный детектор ДД. Далее сигналы звукового сопровождения по второй промежуточной частоты выделяются $ПФ_3$ (5,5 МГц) и $ПФ_4$ (5,742 МГц), детектируются $ЧД_1$ и $ЧД_2$, образуя сигналы $М$ и $П$. На входе видеодетектора ВД обычно включают режекторные фильтры РФ для подавления сигналов звукового сопровождения. Этот несложный прием позволяет обеспечить требуемое разделение друг от друга трактов изображения и звука. Такая структура построения ТВ приемника называется *квазипараллельной*. В каждом звуковом тракте обеспечивается уровень помех не хуже −50 дБ.

Параллельная структура построения трактов изображения и звука показана на рис. 17.20,*в*. Сигналы звукового сопровождения отделяются $ПФ_1$ и $ПФ_2$ после преобразования частоты. Средние частоты полос пропускания этих фильтров соответственно равны 33,4 и 33,158 МГц.



При этом особое внимание должно быть обращено на стабильность частоты гетеродина.

Структурная схема декодирующей матрицы сигналов $М$ и $П$ ТВ приемника показана на рис. 17.20,*г*. Заметим, что переключение режимов работы ТВ приемника (моно, стерео, двухречевое сопровождение) осуществляется электронным коммутатором ЭК. Его работой управляет пилот-сигнал $f_{пс}$.

В системе с двумя несущими (ФРГ) полоса частот каждого канала составляет 40...15000 Гц, коэффициент гармоник не более 0,5 %, переходное затухание между каналами не менее 55 дБ, отношение сигнал/шум не хуже 56 дБ (см. табл. 17.2).

## Система NICAM-728

Система NICAM-728 вошла в эксплуатацию в 1988 г. и в настоящее время используется в Великобритании, Швеции, Дании. Для передачи звука выделены две несущих частоты. Одна из них (рис. 17.21) — основная $f_{н\,осн}$, которая, как обычно, модулируется по частоте аналоговым монофоническим сигналом звукового сопровождения ТВ программы. Вторая — дополнительная несущая $f_{н\,доп}$ модулируется цифровым стереофоническим сигналом, представленным в формате NICAM-728. Значения несущих частот звука отстоят от несущей частоты изображения для систем телевидения B и G на 5,5 и 5,85 МГц, для системы I (канал с полосой частот 8 МГц) — на 6,0 и 6,552 МГц. Уровень мощности основной несущей ЗС составляет −10 или −13 дБ максимальной мощности несущей изображения, уровень мощности дополнительной несущей −20 дБ.

При помощи одной несущей обеспечивается передача двух высококачественных ЗС. Переходное затухание между каналами стереопары превышает 80 дБ, т.е. пригодно не только для стереосопровождения, но и для независимой передачи двух разных звуковых программ. Полоса частот каждого звукового канала составляет 40...15000 Гц. Звуковые сигналы предварительно подвергаются предыскажению в соответствии с Рек. J.17 МККТТ. Альтернативно каналы могут использоваться также для передачи данных.

После введения предыскажений аудиосигналы преобразуются в цифровую форму при частоте дискретизации 32 кГц при разрешающей способности АЦП 14 бит/отсчет и равномерном квантовании. Затем полученные цифровые потоки поступают на входы кодирующего устройства системы NICAM-728. Здесь цифровой поток аудиоданных сжимается с 14 битов, отведенных ранее на кодирование одного отсчета ЗС, до 10 бит/отсчет. Для этого преобразования используется метод почти мгновенного компандирования.

Каждый аудиофрейм содержит 728 битов, включающие 64 11-разрядных кодовых слова звуковых данных и 24 бита информации управления. Время передачи аудиофрейма 1 мс. Из 64 кодовых слов аудиоданных 32 относятся к одному каналу, а другие 32 — к другому каналу.

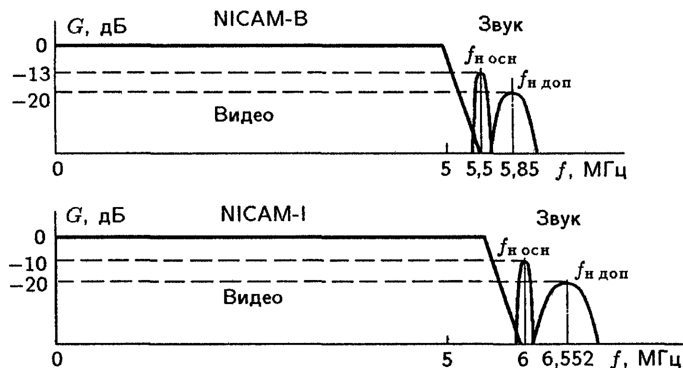



**Рис. 17.21.** Спектры передачи ЗС в формате NICAM

Почти мгновенное компандирование выполняется отдельно для выборок каждого канала, состоящих из 32 слов. В выборке из 32 кодовых слов определяется максимальный отсчет, а по его значению — один из возможных пяти значений масштабных коэффициентов. При передаче высоких уровней отбрасываются неизменяющиеся малозначимые младшие биты в исходных 14-битовых кодовых словах, а при передаче малых уровней не передаются не изменяющиеся старшие биты. Процедуру преобразования кодовых слов 14/10 поясняет рис. 12.13,*б*, где выделены биты, подлежащие передаче на приемную сторону. По сути дела коэффициенты масштаба содержат информацию о том, сколько и какие разряды в исходном 14-разрядном кодовом слове отсчета отбрасываются при передаче в каждом из диапазонов изменения уровней. Заметим, что потери малозначимых битов обнаруживаются лишь тогда, когда они несут слишком тихую практически неслышимую информацию.

Коэффициенты масштаба передаются трехсимвольным кодом. Значения символов этого кода для каждого из диапазонов изменения уровней даны в правой части рис. 12.13,*б*. Используются пять диапазонов изменения уровней и соответственно пять значений масштабных коэффициентов. Передача масштабных коэффициентов осуществляется путем видоизменения символов четности в выборках соответствующих каналов. Подробнее о процедуре передачи коэффициентов масштаба будет сказано чуть позже.

Формат данных аудиофрейма системы NICAM-728 представлен на рис. 17.22. Передаваемый поток данных делится на аудиофреймы. Каждый фрейм содержит 728 битов, время его передачи составляет 1 мс. Фреймы передаются непрерывно без промежутков.

Каждый фрейм содержит (рис. 17.22):

FAW — 8-битовое слово цикловой синхронизации, имеющее вид 01001110;

C — 5 битов контрольной информации ($C_0$, $C_1$, $C_2$, $C_3$, $C_4$),

AD — 11 битов дополнительных данных;



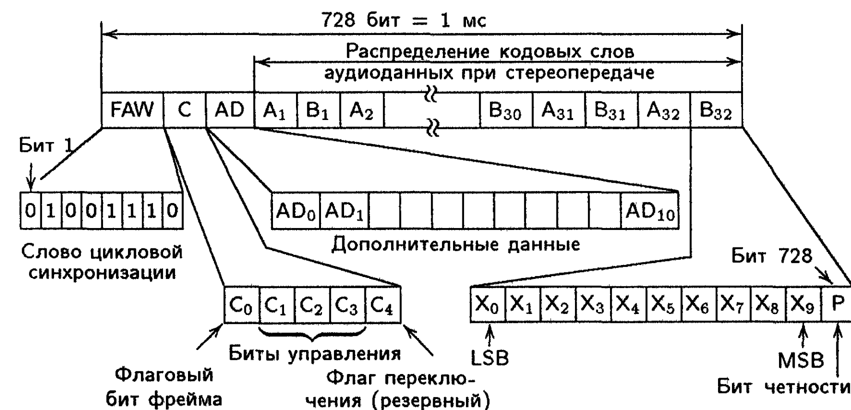



**Рис. 17.22.** Структура аудиофрейма (кадра) системы NICAM-728 при стереопередаче

$A_1$, $A_2$,..., $A_{32}$ и $B_1$, $B_2$,..., $B_{32}$ — 64 слова аудиоданных, передаваемых попеременно для каналов Л (А) и П (В) стереопары.

Каждое кодовое слово отсчета имеет 10 разрядов, к ним добавляется бит четности P для проверки шести старших разрядов на наличие в них ошибки. Первым в кодовом слове является наименее значимый бит (LSB), предпоследнее место занимает наиболее значимый бит (MSB) и последнее место — бит проверки на четность (паритетный бит). Самый первый бит в кодовом слове несет информацию о знаке отсчета. При отсутствии ошибки сумма по модулю 2 из шести старших защищаемых разрядов и бита четности в каждом кодовом слове должна быть равна нулю.

Ниже приведены основные характеристики и параметры качества системы NICAM-728.

| | |
|---|---|
| Диапазон частот, МГц | 56...790 |
| Частота несущей звука относительно несущей изображения, МГц, для системы: | |
| B, G, H (полная полоса частот радиоканала 7 МГц) | 5,85 |
| I (полная полоса частот радиоканала 8 МГц) | 6,552 |
| Уровень мощности несущей звука относительно несущей изображения, дБ | −20 |
| Отношение мощности пикового уровня несущей изображения к модулированному цифровому сигналу | 100:1 |
| Значение фазы несущей звука, град, от сочетаний пары AB двоичных цифровых символов на входе модулятора DQPSK: | |
| 00 | 0 |
| 01 | −90 |
| 10 | −270 |
| 11 (изменений нет) | −180 |
| Полоса частот радиоканала звука на уровне −30 дБ, кГц | около 700 |
| Модуляция несущей частоты звука цифровым сигналом | DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) |

Суммарная скорость цифрового потока в канале звука, кбит/с ........ 728
Формат передачи ........ По кадрам
Число битов в кадре, бит ........ 728
Время передачи кадра, мс ........ 1
Структура кадра (цикла), бит:
слово цикловой синхронизации, FAW (01001110) ........ 8
длина блока управляющей информации, $C_0$, $C_1$,..., $C_4$ ... 5
длина блока дополнительных данных, $AD_0$, $AD_1$,..., $AD_{10}$ ........ 11
число информационных битов (звук/данные), $A_1$, $B_1$,..., $A_{31}$, $B_{31}$ ........ 704
Перемежение информационных битов при передаче звука/данных (защита от групповых ошибок) ........ Имеется
Скремблирование ........ Имеется
Форматы звуковых сигналов ........ Моно; обычное стерео; данные
Звуковые сигналы блока звук/данные:
полоса частот звуковых сигналов, Гц ........ 40...15000
частота дискретизации, кГц ........ 32
квантование равномерное с разрешением ........ 14 бит/отсчет
компандирование почти мгновенное ........ 14/10
длина выборки ........ 1 мс (32 отсчета ЗС)
предыскажение ........ Рек. J.17 МККТТ
разделение каналов, дБ, не менее ........ 80
защита от ошибок ........ Бит четности/отсчет
число битов в кодовых словах масштабных коэффициентов ........ 3
способ передачи масштабных коэффициентов ........ Путем изменения бита четности кодовых слов отсчетов звукового сигнала по специальной процедуре
порядок передачи битов в кодовом слове отсчета ........ Сначала передается младший разряд, предпоследним — старший разряд, последним — бит четности
Параметры качества каналов звука ........ Рек. J.21 МККТТ

Поясним подробнее процедуру кодирования масштабных коэффициентов. Напомним, что каждой выборке (сигнала *Л* или *П*), состоящей из 32-х 11-разрядных кодовых слов (последний разряд — это бит проверки на четность), соответствует свой один масштабный коэффициент. Обозначим разряды масштабного коэффициента сигнала канала Л как $R_{2Л}$, $R_{1Л}$, $R_{0Л}$, а сигнала канала П — соответственно $R_{2П}$, $R_{1П}$, $R_{0П}$. Одно значение масштабного коэффициента соответствует одной выборке, состоящей из 32 кодовых слов, отдельно для сигнала каждого канала.

При передаче стереосигнала необходимо обеспечить передачу масштабных коэффициентов выборок сигналов *Л* и *П* Сначала для каждого кодового слова $Л_i$ (и $П_i$) выборки $i$ определяется, как сказано выше, значение (0 или 1) бита четности $P_i$. Затем бит четности преобразует-



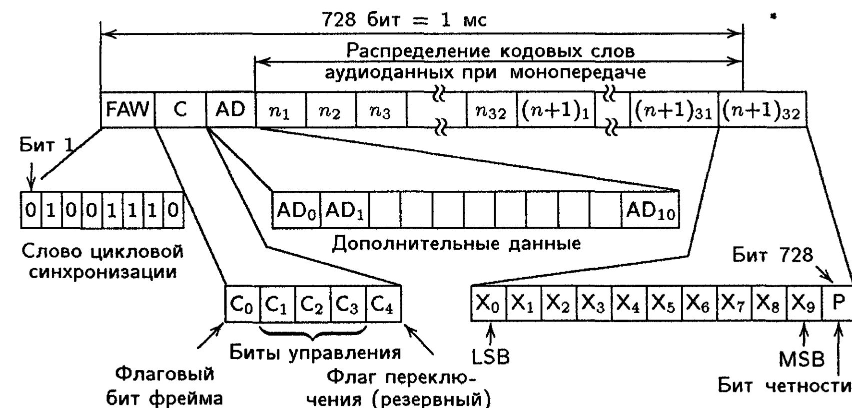



**Рис. 17.23.** Структура фрейма (кадра) системы NICAM-728 при передаче двух монофонических сигналов

ся в новый символ путем сложения его по модулю 2 с одним из битов коэффициента масштаба в соответствии с правилами:

для кодовых слов сигнала *Л*

$$P'_i = \begin{cases} P_i \oplus R_{2Л} & \text{при } i = 1, 7, 13, 19, 25, 31, 37, 43, 49; \\ P_i \oplus R_{1Л} & \text{при } i = 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39, 45, 51; \\ P_i \oplus R_{0Л} & \text{при } i = 5, 11.18, 23, 29, 35, 41, 47, 53; \end{cases}$$

для кодовых слов сигнала *П*

$$P'_i = \begin{cases} P_i \oplus R_{2П} & \text{при } i = 2, 8, 14, 20, 26, 32, 38, 44, 50; \\ P_i \oplus R_{1П} & \text{при } i = 4, 10, 16, 22, 28, 34, 40, 46, 52; \\ P_i \oplus R_{0П} & \text{при } i = 6, 12, 18, 24, 30, 36, 42, 48, 54. \end{cases}$$

Здесь $i$ — кодовое слово аудиоданных, всего в каждом фрейме имеется 64 11-битовых кодовых слов, попеременно относящихся к аудиоданным каналов Л ($Л_1$,..., $Л_{32}$) и П ($П_1$,..., $П_{32}$). Поэтому значение $i = 1$ соответствует кодовому слову $Л_1$ канала Л; $i = 2$ — кодовому слову $П_1$ канала П; $i = 3$ — кодовому слову $Л_2$ канала Л; ..., $i = 64$ — кодовому слову $П_{32}$ канала П.

При передаче двух независимых моносигналов сначала передаются последовательно все 32 кодовых слова сигнала одного канала (на рис. 17.23 обозначены буквой $n$ с индексом), а затем 32 кодовых слова сигнала другого канала — $(n+1)_1$, $(n+1)_2$,..., $(n+1)_{32}$. Процедура видоизменения битов четности при передаче двух моносигналов соответствует правилам:

для кодовых слов канала $n$

$$P'_i = \begin{cases} P_i \oplus R_{2n} & \text{при } i = 1, 4, 7, 10, 13, 16, 19, 22, 25; \\ P_i \oplus R_{1n} & \text{при } i = 2, 5, 8, 11, 14, 18, 20, 23, 26; \\ P_i \oplus R_{0n} & \text{при } i = 3, 6, 9, 12, 15, 18, 21, 24, 27; \end{cases}$$

для кодовых слов канала $n+1$

$$\mathrm{P}'_i = \begin{cases} \mathrm{P}_i \oplus \mathrm{R}_{2n+1} & \text{при } i = 28, 31, 34, 37, 40, 43, 46, 49, 52; \\ \mathrm{P}_i \oplus \mathrm{R}_{1n+1} & \text{при } i = 29, 32, 35, 38, 41, 44, 47, 50, 53; \\ \mathrm{P}_i \oplus \mathrm{R}_{0n+1} & \text{при } i = 30, 33, 36, 39, 42, 45, 48, 51, 54. \end{cases}$$

Здесь $\mathrm{R}_{2n}$, $\mathrm{R}_{1n}$, $\mathrm{R}_{0n}$ и $\mathrm{R}_{2n+1}$, $\mathrm{R}_{1n+1}$, $\mathrm{R}_{0n+1}$ — разряды масштабных коэффициентов выборок аудиоданных сигналов каналов $n$ и $(n+1)$; $i$ — порядковый номер кодового слова аудиоданных в кадре (аудиофрейме).

Такой метод кодирования масштабных коэффициентов не требует дополнительных битов для их передачи. Символы проверки на четность в последних десяти кодовых словах не используются для передачи значений масштабных коэффициентов.

В декодере вначале при помощи мажоритарной логики получают значения масштабных коэффициентов, а после этого восстанавливают символы проверки на четность, необходимые для обнаружения ошибок в шести старших (наиболее значимых) разрядах кодовых слов.

Итак, в системе NICAM каждый из сигналов стереопары преобразуется в цифровой поток со скоростью 352 кбит/с. Кроме передачи моно- и стереофонических сигналов предусмотрено использование всего блока из 704 битов для передачи данных со скоростью 704 кбит/с. Текущее содержание этих 704 битов определяется тремя из пяти контрольных битов, что позволяет оперативно переключать приемное устройство в нужный режим работы.

Помимо добавления бита четности к каждому кодовому слову дополнительно для защиты от пакетов ошибок используется временно́е перемежение символов в части кадра, содержащей аудиоданные:

25, 69, 113,..., 685
26, 70, 114,..., 686
27, 71, 115,..., 687
28, 72, 116,..., 688
......................
68, 112, 156,..., 728

*Примечание.* Здесь даны номера чередующихся битов аудиоданных.

После выполнения процедуры перемежения передаваемая последовательность битов скремблируется (с целью формирования требуемого спектра) путем добавления по модулю 2 псевдослучайной бинарной последовательности (ПСБП). Генератор ПСБП инициализируется после слова цикловой синхронизации каждого цикла (кадра) таким образом, что первый бит последовательности добавляется к биту, который следует сразу за словом цикловой синхронизации. Полином генератора ПСБП имеет вид $x^9 + x^4 + 1$, а слово инициализации — 111111111.

Рассмотренные операции осуществляются в устройстве, изображенном на рис. 17.24,*а*. Модуляция несущей происходит по методу DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying — дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция), рис. 17.24,*б*.



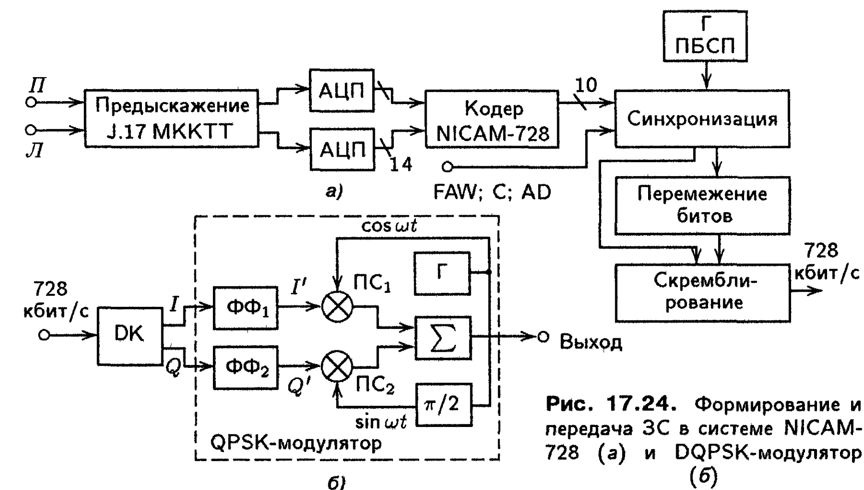



**Рис. 17.24.** Формирование и передача ЗС в системе NICAM-728 (*а*) и DQPSK-модулятор (*б*)

Таблица 17.4

Значения фазы несущего колебания

| $A_п$ | 0 | 0 | 1 | 1 |
|---|---|---|---|---|
| $B_п$ | 0 | 1 | 0 | 1 |
| Фаза несущей, град | 0 0 | −90 | −270 | −180 |

Предусмотрено четыре состояния (позиции) фазы несущего колебания, расстояние между которыми составляет 90°. Перед модуляцией последовательный цифровой поток преобразуется в два параллельных $A_п$ и $B_п$, где $A_п$ — символ на входе преобразователя в произвольный момент времени $n$, а $B_п$ — следующий по времени в последовательном потоке символ. Пары символов $A_п$, $B_п$ определяют значение фазы несущей (табл. 17.4). В дифференциальном кодере DK (рис. 17.24,*б*) входной цифровой поток разделяется на две компоненты $I$ и $Q$, далее оба полученных цифровых потока скремблируются и затем подвергаются процедуре дифференциального кодирования, чтобы иметь возможность в приемнике использовать относительную фазовую демодуляцию вместо существенно более сложной синхронной демодуляции. Компоненты $I$ и $Q$ поступают на QPSK-модулятор (рис. 17.24,*б*). Полоса частот радиоканала при передаче ограничивается фильтрами с косинусной формой АЧХ значениями 728 кГц при NICAM-I и 510 кГц при NICAM-B. Скорость передачи цифрового потока в обоих случаях составляет 728 кбит/с. При помощи цифровых потоков $I'$ и $Q'$ модулируются две ортогональные несущие — $\sin\omega t$ и $\cos\omega t$, где $\omega$ — круговая частота несущей звука. После модуляции оба сигнала суммируются, в результате чего получается дискретно модулированная по фазе несущая частота (рис. 17.25,*б*)

Упрощенные структурные схемы передающего и приемного трактов стереофонического сопровождения ТВ программ для рассматриваемой системы приведены на рис. 17.26,*а* и *б* соответственно.

На передающей стороне системы аналоговые сигналы $Л$ и $П$ посту-

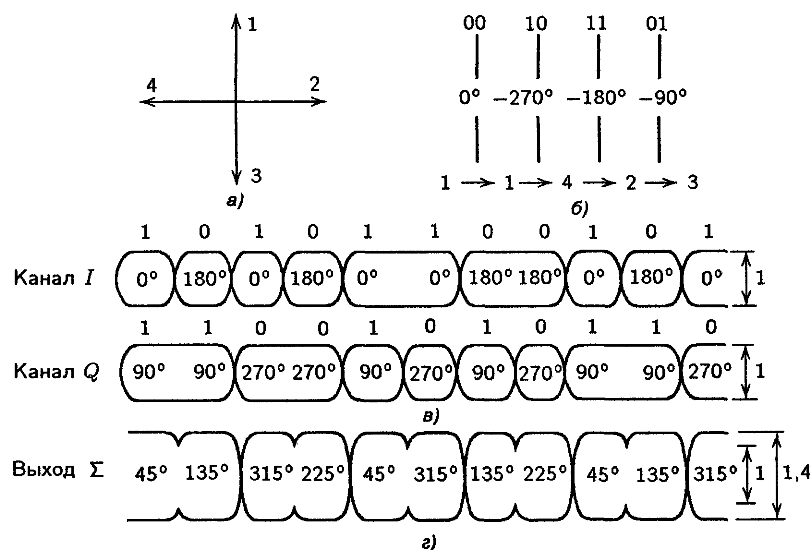



**Рис. 17.25.** Кодирование изменений фазы несущей: *а* — состояния покоя фазы несущей (обозначены цифрами 1, 2, 3, 4); *б* — дискретно модулированная по фазе несущая частота; *в* — изменения фазы при передаче на выходах перемножителей сигналов ПС$_1$ (канал I) и ПС$_2$ (канал Q); *г* — переданные изменения фазы несущего колебания

пают через цепи частотных предыскажений 50 мкс (удовлетворяющие Рекомендации J.17 МККТТ) на АЦП, далее на кодер NICAM и после перемежения битов и скремблирования на DQPSK кодер и модулятор. Фазомодулированный сигнал сначала формируется на промежуточной частоте. Затем при помощи преобразователя частоты модуляция переносится на несущую частоту, далее радиочастотный сигнал усиливается УМ и излучается антенной. Передатчики сигналов изображения и монофонического звукового сопровождения телевидения при этом работают в обычном режиме.

Телевизионное приемное устройство (рис. 17.26,*б*) содержит селектор каналов СК и ПФ для расфильтровки сигналов изображения и звука Промежуточная частота с продуктами модуляции сигнала изображения поступает в видеоканал и обрабатывается обычным образом. Промежуточные частоты сигналов звукового сопровождения (ПЧЗ) с продуктами аналоговой и цифровой модуляций поступают для усиления и последующей фильтрации в квазипараллельный канал звукового сопровождения, с выхода которого аналоговая компонента ПЧЗ подается на вход обычного ЧД, а цифровая ПЧЗ — на вход демодулятора QPSK. Выделенный цифровой поток поступает далее на декодер NICAM, устраняющий ошибки, восстанавливающий исходный динамический диапазон и в конечном итоге выделяющий сигналы *Л* и *П* в исходной цифровой форме. Далее восстановленные при помощи ЦАП аналоговые звуковые



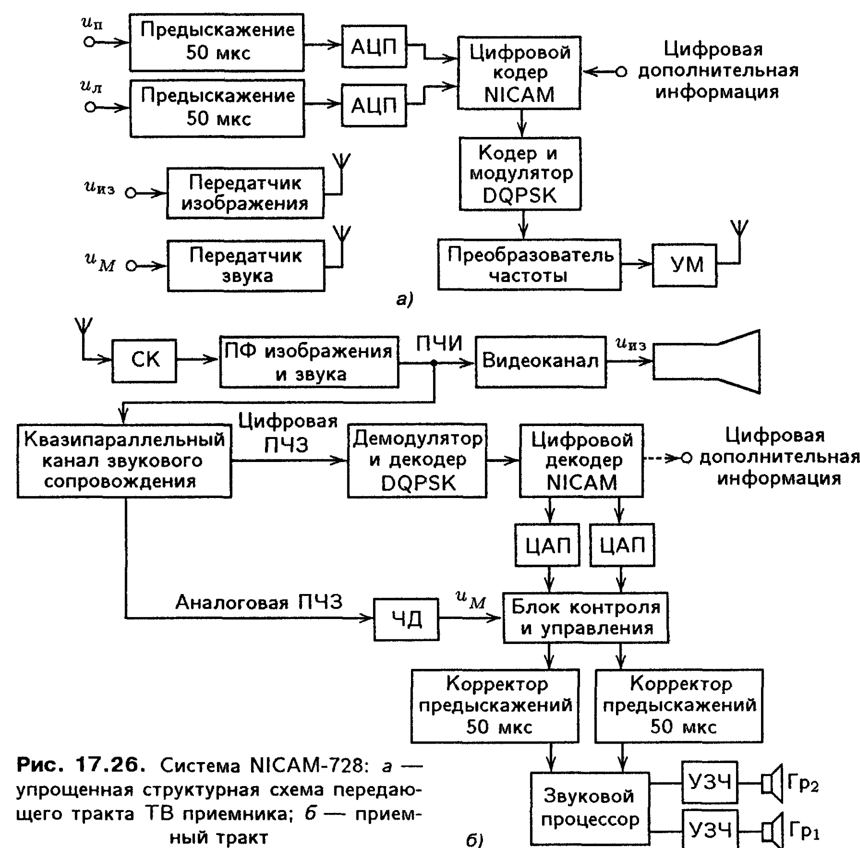



**Рис. 17.26.** Система NICAM-728: *а* — упрощенная структурная схема передающего тракта ТВ приемника; *б* — приемный тракт

сигналы *Л* и *П* через блок контроля и управления поступают на цепи компенсации частотных предыскажений (50 мкс), обрабатываются звуковым процессором и через УЗЧ подаются на громкоговорители левого (Гр$_1$) и правого (Гр$_2$) каналов воспроизведения. В ТВ приемниках звуковой процессор чаще всего содержит шинные регуляторы громкости, тембров НЧ и ВЧ, баланса.

Параметры качества каналов системы NICAM-728 соответствуют Рекомендации J.21 МККТТ, определяющей технические характеристики каналов высококачественной передачи сигналов монофонического и стереофонического вещания с полосой частот 40...15000 Гц.

## 17.8. Стереофоническое сопровождение телевизионных программ в России

**Историческая справка.** Проблема введения стереофонии в телевизионное вещание поднималась отечественными специалистами многократно, но каждый раз ее решение откладывалось.

Первые эксперименты проведения телевизионных передач со стереозвуком были осуществлены в СССР в 1974 г. по системе с полярной модуляцией. Она разрабатывалась в России под руководством Л.М. Кононовича для радиовещания, но с учетом возможности ее последующего применения и в телевидении. Параметры качества каналов звука даны в последнем столбце табл. 17.2 (для телевизионного приемника с параллельными трактами изображения и звука). Как показали натурные испытания, она не обеспечивает отношения сигнал-помеха в каналах звука телевизионного приемника, равного 55...60 дБ. В каналах звука телевизионного приемника возникали слышимые помехи от блоков строчной и кадровой разверток. Правда, эти испытания проводились на приемниках с общим каналом изображения и звука. Реально отношение сигнал-шум составляет 40...45 дБ, даже при параллельных трактах изображения и звука в телевизионном приемнике, что явно недостаточно. Однако эти работы так и не вышли за рамки экспериментальных исследований. Ее внедрение в телевидение и по целому ряду других причин сегодня представляется нецелесообразным.

В сложившейся на сегодня ситуации внедрение в телевидение стереофонии является для России уже не столько технической, сколько общественно-политической проблемой, ибо в большинстве развитых стран она успешно решена.

Отрадно, что наконец-то предпринята новая попытка: 15 ноября 2003 г. первый общенациональный канал российского телевидения начал транслировать экспериментальные передачи со стереозвуком для жителей Москвы и прилегающей территории, выбрав для этой задачи формат NICAM. Чуть позже в этом же формате начались экспериментальные передачи и на 38-м музыкальном канале. Сегодня экспериментальный период эксплуатации системы NICAM в России на 1-м и 38-м каналах в Москве завершился, параметры системы с учетом особенностей нашего формата SECAM уточнены и начинается этап ее более широкого внедрения в России. Однако как долог был этот путь с момента проведения первых экспериментов в далеком 1974 году!

**Аналоговый формат.** Но все же, какой аналоговый вариант передачи стереозвука в нашем формате SECAM следует выбирать? Можно использовать техническое решение, аналогичное тому, которое реализовано в системе ЧМ-АМ BTSC. При этом КСС в данном случае мог бы иметь, например, следующие особенности:

- основной канал сигнала $M = (Л + П)/\sqrt{2}$ с полосой частот 40...15000 Гц и пиковой девиацией несущей частоты передатчика звука, равной ±40 кГц при $Л = П$ и ±20 кГц при $Л$ или $П$, равном нулю;
- пилот-сигнал на частоте строчной развертки $f_{пс} = f_{стр} = 15{,}625$ кГц с пиковой девиацией несущей ±5 кГц;
- поднесущая $f_{пн}$ на второй гармонике пилот-сигнала, передающая при помощи АМ с подавленной не менее чем на 40 дБ поднесущей сигнал $S = (Л - П)/\sqrt{2}$ с полосой частот 40...15000 Гц и пиковой девиацией несущей частоты, равной ±40 кГц при $Л = -П$ и ±20 кГц при $Л$ или $П$, равном нулю;
- компандерная система в тракте сигнала $S$;
- предыскажения звуковых сигналов, равные 50 мкс;
- параллельный тракт сигналов изображения и звука в телевизионном приемнике.
- общая девиация несущей передатчика звука КСС соответственно ±75 кГц.

В отличие от системы ЧМ-АМ BTSC здесь можно было бы применить компандер, адекватный по семейству АЧХ и временным параметрам системе Panda-1, широко применяемой сегодня в спутниковых каналах звука. Он обеспечивает эффективность в подавлении шумов до 20 дБ. Важно также и то, что его производство в России освоено. Однако такое решение было бы оправдано лет двадцать тому назад, но сегодня благодаря успехам цифровых технологий, новым алгоритмам сжатия цифровых сигналов и широкому применению звуковых форматов многоканальной стереофонии Dolby Lab не имеет перспективы.

**Цифровой формат.** Переход к цифровой системе передачи сигналов изображения и звука требует изменения всех составных частей системы телевизионного вещания: трактов формирования программ, их первичного и вторичного распределения, что невозможно без крупных капиталовложений. Эта работа не может быть выполнена мгновенно и потребует достаточно продолжительного времени. Поэтому в качестве промежуточного этапа представляется оправданным введение стереофонии и в формате SECAM, что может быть реализовано быстро и с минимальными затратами.

Отсутствие крупномасштабных долговременных и с большой статистикой экспериментальных передач диктует на первом этапе организацию опытных зон телевизионного вещания со стереозвуком. Наиболее оправданно их создание вокруг крупных городов, например Москвы и Санкт-Петербурга и других, где уже имеются соответствующая студийная база, опыт подготовки программ со стереозвуком, каналы с требуемым качеством для подачи сигналов от студийных комплексов до телевизионных станций, а также большой круг потенциальных потребителей программ со стереозвуком. По мере накопления опыта можно будет перейти к увеличению числа зон телевизионного вещания со стереозвуком.

Но тогда какой формат для передачи стереозвука следует выбирать для нашего варианта стандарта SECAM? Учитывая наличие экспериментального вещания в формате NICAM-728 на 1-м и 38-м каналах российского телевидения, остановимся сначала на особенностях его реализации в России, после чего проанализируем целесообразность его применения в России.

**Особенности применения аппаратуры NC200A для передачи стереозвука в формате NICAM.** Особенности отечественного стандарта SECAM таковы, что они не позволяют разместить дополнительную

**Рис. 17.27.** Спектры радиосигнала изображения и звука

несущую частоту, необходимую для передачи стереофонического звукового сопровождения телевизионной программы, выше основной несущей звука, как это обычно принято (рис. 17.27). В этом случае полная полоса частот телевизионного канала превысит 8 МГц, что недопустимо. Однако известно, что полоса частот видеосигнала в нашем формате SECAM избыточна. Она может быть без заметного на глаз ухудшения качества изображения уменьшена до 5 МГц. Именно это открывает возможность размещения сигнала дополнительной несущей на участке от 5...5,5 до 6,25 МГц. Иначе говоря, разместить ее между основной несущей $f_{\text{н ост}}$ звука и несущей изображения $f_{\text{н из}}$. Если к тому же учесть Рекомендации МККР, особенности стандарта NICAM, а также сложившийся рынок передающего и приемного оборудования данного формата, то оказывается удобным в нашем случае выбрать значение несущей частоты $f_{\text{н доп}}$, отстоящей от несущей изображения $f_{\text{н из}}$ на 5,85 МГц, как это принято в каналах ТВ с общей полосой частоты радиоканала 7 МГц. Соотношение уровней несущих частот было подобрано эмпирически при проведении первых экспериментальных передач со стереозвуком, оно также показано на рис. 17.27. При соотношении уровней сигналов изображения и звука, равном −28 дБ, заметность помех на изображении минимальна, и одновременно прием стереосигнала возможен без ухудшения его качества. Чтобы устранить влияние сигнала изображения на звуковое сопровождение полоса частот видеосигнала была ограничена ФНЧ с частотой среза 5,1 МГц.

Структурные схемы, иллюстрирующие включение кодера NICAM в тракты передатчиков на первом и 38-м каналах показаны на рис. 17.28,*а* и *б*. Более подробные сведения по данной проблеме можно найти в работах А. Шендеровича, опубликованных в журнале «Broadcasting. Телевидение и радиовещание» в 2004–2005 годах.

Прежде всего, сигнал изображения ФНЧ с частотой среза 5,1 МГц ограничивается по частоте сверху и далее поступает на АМ модулятор. Амплитудная модуляция с частично подавленной боковой полосой выполняется на промежуточной частоте $f_{\text{пч из}} = 38{,}9$ МГц, полученное АМ-колебание конвертором канала изображения переносится на несущую первого канала $f_{\text{н из}} = 49{,}75$ МГц. Сигналы звукового сопровожде-



**Рис. 17.8.** Структурная схема включения кодера NICAM в тракт передатчика в Москве: *а* — на 1-м канале (сигнал стереофонического звукового вещания продается через канал звука); *б* — на 38-м канале (сигнал стереофонического звукового вещания продается через канал изображения)

ния обрабатываются в канале звука. Левый и правый сигналы стереопары поступают на кодер NICAM NC 200A; DQPSK модуляция цифровым сигналом формата NICAM также выполняется на промежуточной частоте $f_{\text{пч зв2}} = 33{,}05$ МГц. Монофонический сигнал $M = (Л + П)/2$, снимаемый с выхода NICAM кодера, модулирует по частоте промежуточную частоту $f_{\text{пч зв1}} = 32{,}4$ МГц, и далее оба этих звуковых сигнала конвертором канала звука переносятся на радиочастоты $f_{\text{н зв осн}} = 56{,}25$ МГц и $f_{\text{н зв доп}} = 55{,}6$ МГц. В устройстве сложения радиосигналы звукового сопровождения и изображения объединяются и далее излучаются в эфир.

В отличие от этого в передатчике 38-го канала цифровой сигнал формата NICAM и сигнал изображения, ограниченный сверху ФНЧ, после модуляции промежуточных частот $f_{\text{пч зв2}} = 33{,}05$ и $f_{\text{пч из}} = 38{,}9$ МГц конвертером канала изображения переносятся на несущие радиочастоты 38 телевизионного канала. Монофонический сигнал звукового сопровождения, снимаемый с соответствующего выхода кодера NICAM, после внесения предыскажений модулирует по частоте поднесущую $f_{\text{пч зв1}} = 32{,}4$ МГц (с девиацией $\pm 50$ кГц) и далее конвертором канала звука переносится на несущую радиочастоту. После чего сигналы обоих каналов суммируются и далее излучаются в эфир.

Контроль параметров качества передатчиков с дополнительным сигналом формата NICAM решен специалистами МТУСИ и Останкинского телецентра. И в целом можно считать, что эти эксперименты подтвердили справедливость реализованного решения. Качество каналов звука в системе NICAM-728 и в данном случае также удовлетворяет требованиям Рек. J.21 МККТТ. С этой точки зрения все в порядке: искажения лежат ниже порогов их слуховой заметности.

И все же применение системы NICAM в России сегодня не является оправданным. И на то, с нашей точки зрения, есть целый ряд причин:

1. Система NICAM не получает сегодня распространения в мире, причем не только из-за широкой полосы частот радиоканала (около 500 кГц), хотя этот параметр в нашем случае весьма важен. Несущая частота для передачи стереофонического звука располагается обычно выше основной несущей звука. Но в отечественном варианте стандарта SECAM это неприемлемо, так как общая полоса частот телевизионного канала значительно превысит 8 МГц, что недопустимо. Разработчики и производители оборудования системы NICAM говорят также о возможности размещения несущей цифрового звука ниже основной несущей звука. Это решение они мотивируют тем, что уровень сигнала несущей цифрового звука ослаблен на 20 дБ по отношению к сигналу изображения, что, по их мнению, не должно привести к появлению помех в канале изображения при соответствующей *дополнительной* регулировке полосы частот сигнала изображения. Именно это решение и реализовано сейчас на первом и 38-м каналах ТВ. Но регулировка полосы частот сигнала изображения обязательна. При этом возможность появления помех в приемниках старых моделей все же остается, что требует дополнительного внимания.



2. Метод кодирования звука (почти мгновенное компандирование с преобразованием 14/10, примененный в системе NICAM, сегодня не считается перспективным из-за малой компрессии цифровых данных: скорость цифрового потока составляет здесь 728 кбит/с на стереопару, что не эффективно. При этом следует учесть также и то, что в цифровой каналообразующей аппаратуре, используемой для доставки сигналов звука и изображения от аппаратно-студийных комплексов до телевизионных передающих станций, в России уже широко используются форматы MPEG ISO/IEC 11172-3 и 13818-3 Layer 2. А это требует дополнительного преобразования звуковых сигналов из формата MPEG в формат NICAM путем промежуточного его преобразования в ИКМ-сигнал. Наличие такого межформатного преобразования требует не только дополнительных затрат, но и неизбежно ведет к ухудшению качества звуковых сигналов. С этой точки зрения применение почти мгновенного компандирования — это шаг назад к менее эффективному методу кодирования звуковых сигналов, что с позиций сегодняшнего дня совершенно не оправдано.

3. Применение формата NICAM не оправдано и с точки зрения возможности последующего перехода к новым более совершенным звуковым форматам многоканальной стереофонии, таким, как 3/1, 3/2, 5.1, 6.1 и т.п. Этих трудностей можно избежать, если выбрать для цифрового представления звуковых сигналов формат стандарта MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 Layer 2, где можно говорить о совместимости аудиофреймов стандартов MPEG-1 и MPEG-2 (см. гл. 12). Наличие совместимости не потребует замены телевизионных приемников при переходе от обычного стерео (2/0) к многоканальным звуковым форматам (3/1, 3/2, 5.1 и т.п.) аналогично тому, как сегодня прием программ стереофонического радиовещания можно осуществлять и на монофонические радиоприемники. Это также весьма важный момент. В силу этой причины система NICAM также не получает дальнейшего распространения, несмотря на усиленную рекламу изготовителей этой аппаратуры.

4. Алгоритм кодирования стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2 реализован в системе цифрового радиовещания DAB. Кодеки системы DAB и каналообразующее оборудование стандартов MPEG ISO/IEC 11172-3 и 13818-3 выпускаются серийно, в том числе и отечественными производителями. Если выбрать этот формат цифрового представления звуковых сигналов и модуляцию DQPSK при его передаче по радиоканалу, то при скорости цифрового потока, равной 256 кбит/с на стереопару, полоса частот радиоканала звука по сравнению с системой NICAM уменьшится почти в три раза. Используя формат MPEG для передачи стереозвука в телевидении, мы тем самым уже сейчас готовим единую техническую базу и для перехода к цифровому радиовещанию по системе DAB.

В силу изложенных выше причин, с нашей точки зрения, в России для стереофонического звукового сопровождения телевизионных про-

грамм следует использовать формат MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 Layer 2 и метод модуляции DQPSK.

Значение несущей частоты для передачи цифрового стереофонического сигнала следует выбирать в полосе, отстоящей от несущей изображения на 5,85...6,0 МГц, например, так, как это уже сделано на первом и 38-м каналах телевизионного вещания в Москве.

Применение стандарта MPEG для кодирования звуковых сигналов не только более эффективно, так как требует существенно меньшей полосы частот радиоканала для передачи стереофонического звука, но также оно упрощает в дальнейшем задачу перехода к многоканальным звуковым форматам типа «домашний кинотеатр» без изменения структуры аудиофрейма, что снимает проблему совместимости.

Необходимо принять также во внимание и тот факт, что решением Правительства РФ от 25 мая 2004 г. № 706-р уже сделан выбор в пользу формата DVB, а он, в свою очередь, использует для кодирования звука формат MPEG-2 ISO/IEC 13818-3 Layer 2. Важно также и то, что в России вся эта технология уже освоена отечественной промышленностью.

## Контрольные вопросы

1. Почему для организации стереофонического радиовещания выбран метровый диапазон волн?
2. Что называется комплексным стереофоническим сигналом? Как выглядит спектр КСС для стандартизованных систем стереофонического радиовещания? Как обеспечивается совместимость при стереопередаче?
3. Чем отличается полярно-модулированное колебание (ПМК)? Для чего ПМК преобразуется в КСС и наоборот? Всегда ли эта операция выполняется?
4. Нарисуйте структурную схему радиоканала системы стереофонического радиовещания. Каково назначение цепи предыскажений? Почему поднесущая частота в спектре КСС подавляется частично или полностью?
5. Поясните причины снижения переходного затухания между каналами стереопары при радиоприеме.
6. Поясните основные методы формирования КСС.
7. Сопоставьте основные структурные схемы стереодекодеров для систем с полярной модуляцией и пилот-тоном.
8. Каковы преимущества цифровых методов формирования и декодирования КСС? Приведите примеры выполнения таких цифровых устройств.
9. Как организуются звуковые тракты в стандартных системах вещательного телевидения?
10. Изобразите возможные варианты построения передающего и приемного трактов звука системы с двумя несущими. Каковы достоинства и недостатки этой системы?
11. Поясните особенности системы стереофонического звукосопровождения, применяемой в Японии. Можно ли применить этот способ в России?
12. Поясните особенности системы NICAM. Каковы ее основные параметры качества и возможности? Поясните структуру данных аудиофрейма и принцип модуляции, используемые в системе NICAM.
13. Составьте структурные схемы формирователя КСС и стереодекодера систем ЧМ-АМ и BTSC. Поясните назначение применяемой здесь компандерной системы шумопонижения.
14. Каковы основные варианты выполнения акустических систем в ТВ приемниках со стереофоническим звукосопровождением?

*Глава 18*

# Спутниковое и цифровое радиовещание

## 18.1. Спутниковое радиовещание в формате Wegener/Panda-1

**Общие сведения.** В спутниковых системах Intelsat, Eutelsat (European Communication Satellite, ECS), Astra и ряде других, работающих в полосе частот 10,7...12,75 ГГц, для передачи стереозвука широко используется формат Wegener/Panda-1. Сигналы радиовещания и звукового сопровождения ТВ передаются здесь методом частотной модуляции на поднесущих частотах (рис. 18.1,*а*). На основной поднесущей $f_{пн0} = 6{,}5$ МГц передается монофонический сигнал $M$ звукового сопровождения ТВ. Максимальное значение девиации частоты основной поднесущей ±140 кГц. Ее уровень меньше уровня сигнала изображения на 20 дБ.

Для передачи дополнительных звуковых сигналов (стереофонического сопровождения телевизионной программы, речевого сопровождения на другом языке, стереофонического радиовещания) вводятся дополнительные поднесущие $f_{пн1}, f_{пн2}, \ldots, f_{пнn}$. Они имеют девиацию ±50 кГц, их уровень на 6...8 дБ ниже уровня сигнала основной поднесущей $f_{пн0}$. Дополнительные поднесущие расположены в интервале частот от 7,02 до 8,28 МГц с интервалом 180 кГц. Промежуточные частоты сигналов звуковых поднесущих равны 10,52 и 10,70 МГц. Полоса частот для выделения основной поднесущей обозначена на рис. 18.1,*а* штриховой линией, полосы частот для выделения дополнительных поднесущих — сплошными линиями. Этим сложным сигналом (рис. 18.1,*а*) модулируется несущая спутникового ретранслятора по частоте.

Отношение сигнал/шум в каналах дополнительных поднесущих частот (7,02...8,28 МГц) из-за меньшей их амплитуды и меньшей девиации частоты значительно хуже, чем для канала основной поднесущей звукового сопровождения (6,5 МГц). Для улучшения помехозащищенности ЗС в каналах дополнительных поднесущих применяется предыскажение ЗС (с постоянной времени 50 или 75 мкс или в соответствии с Рек. J.17 МККТТ). Кроме того, после внесения предыскажений аналоговые ЗС, передаваемые на дополнительных поднесущих частотах, обрабатываются компандерной системой шумоподавления, содержащей сжиматель на

стороне передачи и расширитель на стороне приема. Коэффициенты передачи сжимателя и расширителя в этой компандерной системе являются функцией как входного уровня (рис. 18.1,*б*), так и частоты. Компрессором на стороне передачи динамический диапазон ЗС сжимается в 2 раза (см. рис. 18.1,*б*). При этом самые низкие уровни повышаются (с −80 дБ до −40 дБ), а наиболее высокие понижаются от +20 до +10 дБ. Для нулевого уровня значение коэффициента передачи равно 0 дБ. Динамический диапазон ЗС в канале передачи (см. рис. 18.1,*б*) составляет 50 дБ (реально эта величина равна 40 дБ, если принять уровень перекрытия равным 20 дБ). Уровень собственных шумов в канале передачи не превышает −60 дБ. Данный способ компандирования получил название Panda-1. Напомним, что важным для нормальной работы компандерной системы является требование комплементарности амплитудных характеристик сжимателя и расширителя, а также рациональный выбор временны́х параметров этих устройств. Иначе говоря, основными проблемами здесь являются согласование постоянных времени регулирования коэффициентов передачи сжимателя и расширителя и учет инерционных свойств слуха с тем, чтобы в максимально возможной степени уменьшить слуховую заметность динамических и нелинейных искажений при работе компандера.

Метод частотной модуляции (ЧМ) в сочетании с высокоэффективной компандерной системой шумоподавления позволяет в спутниковом вещании получить более высокое качество передачи ЗС, чем в наземном МВ-ЧМ радиовещании. Параметры качества звуковых каналов полностью соответствуют требованиям Рек. J.21 МККТТ (505-4 МККР) на каналы звукового вещания с полосой частот 15 кГц.

**Спутниковая приемная станция** (рис. 18.1,*в*) содержит параболическую антенну, в фокусе которой на кронштейнах расположен малошумящий конвертер LNC (Low Noise Converter — конвертер с низким уровнем шума, называемый также наружным блоком НБ). В НБ осуществляются усиление сигналов в полосе частот 10,7...12,75 ГГц, преобразование и перенос спектра принимаемых сигналов на первую промежуточную частоту, лежащую в полосе частот 950...2050 МГц, и выбор поляризации. Гетеродин конвертера — неперестраиваемый, тракт первой промежуточной частоты — широкополосный. Конвертер имеет обычно коэффициент передачи 45...55 дБ, значение коэффициента шума менее 1 дБ.

Сигналы вещания на промежуточной частоте через коаксиальный кабель (длиной около 10 м и даже более) подаются к внутреннему блоку ВБ, называемому обычно *спутниковым приемником*, или тю-

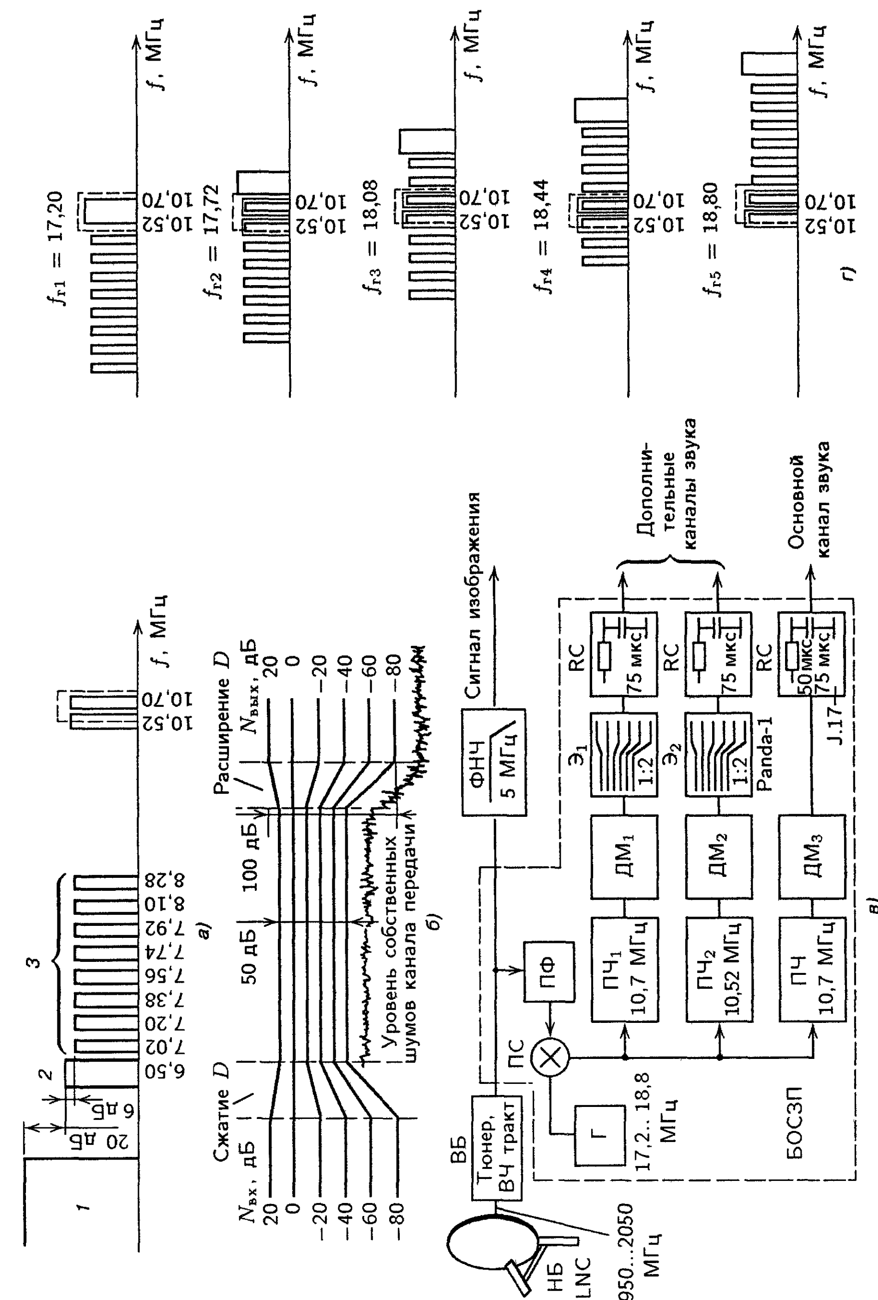



**Рис. 18.1.** К приему ЗС формата Wegener/Panda-1 в аналоговой системе спутникового вещания: *а* — спектр сигнала формата Wegener/Panda-1; *б* — изменение входных и выходных уровней звукового сигнала в компандерной системе Panda-1; *в* — укрупненная структурная схема спутниковой станции с трактом обработки сигналов формата Wegener/Panda-1; *г* — к переносу ЧМ поднесущих звукового сопровождения ТВ и стереофонического радиовещания в область промежуточных частот 10,52 и 10,72 МГц

*нером.* В этом блоке происходит выбор нужного частотного канала, усиление, детектирование и обработка сигналов изображения и звука. Во внутреннем блоке размещается также не показанный на рис. 18.1,*в* блок управления устройством поворота антенны и поляризатором. В ВБ происходит выбор звуковых сигналов и режимов работы звукового тракта (моно/стерео). После тракта радиочастоты (ВЧ тракт, рис. 18.1,*в*) сигналы изображения выделяются соответствующими фильтрами для дальнейшей обработки. Для выделения ЗС полный сигнал через ПФ (см. рис. 18.1,*а*) подается на блок обработки сигналов звуковых поднесущих БОСЗП, в состав которого входят (см. рис. 18.1,*в*):

- входной ПФ с полосой частот 5,0...9,0 МГц;
- перемножитель сигналов ПС;
- гетеродин Г, перекрывающий полосу частот 15,7...19,7 МГц, что позволяет осуществить попарно перебор всех имеющихся в наличии четырех пар дополнительных и одной основной поднесущих частот (рис. 18.1,*г*);
- два тракта промежуточной частоты $ПЧ_1$ и $ПЧ_2$ со средними частотами 10,7 и 10,52 МГц для попарного выделения сигналов дополнительных поднесущих с продуктами модуляции;
- широкополосный тракт промежуточной частоты ПЧ со средней частотой 10,7 МГц для выделения сигнала основной поднесущей;
- частотные демодуляторы $ДМ_1$, $ДМ_2$, $ДМ_3$;
- экспандеры $Э_1$ и $Э_2$ системы шумопонижения Panda-1 в каналах дополнительных поднесущих частот;
- RC-цепи компенсации частотных предыскажений (50, 75 мс и J.17 МККТТ) в основном и дополнительных каналах;
- коммутатор $S_1$ (не показан) для управления режимами работы БОСЗП.

Полосы частот трактов дополнительных $ПЧ_1$, $ПЧ_2$ и основной ПЧ поднесущих соответственно равны 130 и 310 кГц. Для обеспечения разделимости (высокого переходного затухания) соседних звуковых каналов дополнительных поднесущих не менее 60 дБ полосовые фильтры в трактах $ПЧ_1$ и $ПЧ_2$ должны вносить затухание не менее 40...45 дБ при отстройке от центральной частоты канала на 115 кГц, если используется частотный детектор на основе фазосдвигающего контура. Собственная избирательность последнего при отстройке от центральной частоты на 180 кГц составляет около 15 дБ. Обычно для получения требуемой избирательности в узкополосных каналах $ПЧ_1$, $ПЧ_2$ дополнительных поднесущих используют каскадное включение двух пьезокерамических фильтров. Если же в качестве детектора применяется устройство с высокой собственной избирательностью (например, синхронно-фазовый детектор СФД), то требования по избирательности к ПФ могут быть существенно ослаблены. В этом случае достаточно использовать двухконтурный LC-фильтр, либо один пьезокерамический фильтр, например типа ФП1П6-515.



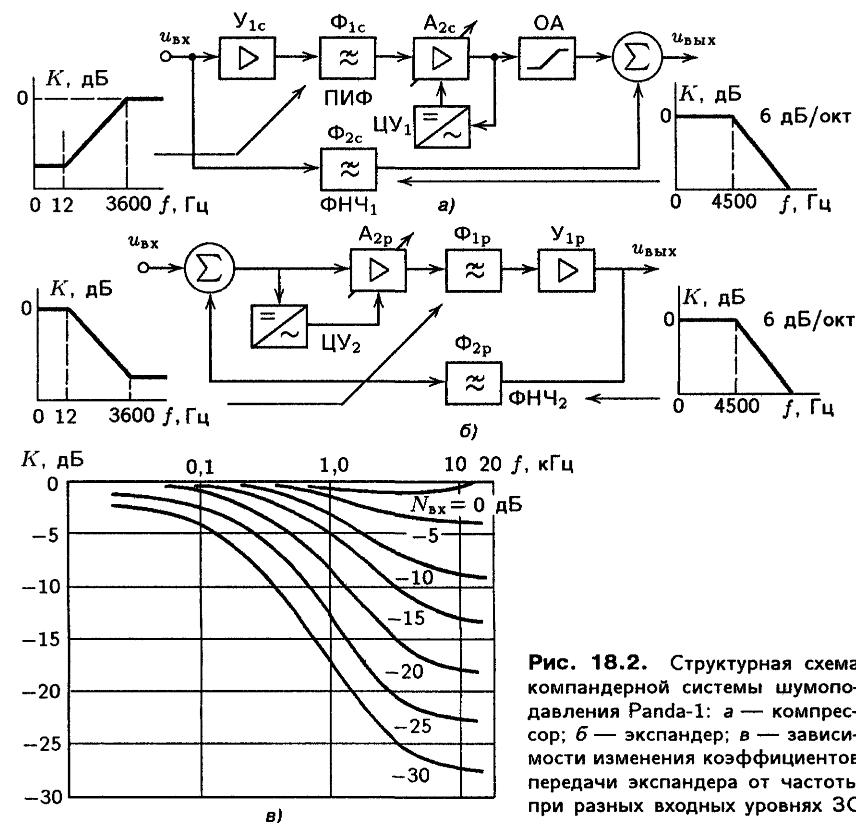



**Рис. 18.2.** Структурная схема компандерной системы шумоподавления Panda-1: *а* — компрессор; *б* — экспандер; *в* — зависимости изменения коэффициентов передачи экспандера от частоты при разных входных уровнях ЗС

Новые модели тюнеров обычно имеют цифровой синтезатор частоты с опорным кварцевым генератором (чаще всего его частота составляет 4 МГц), который и обеспечивает точную настройку на нужную программу и выбор ЗС, передаваемых на основной и дополнительных поднесущих частотах.

**Компандерная система Panda-1**. Структурная схема компандерной системы шумоподавления Panda-1 представлена на рис. 18.2. Вверху изображен сжиматель (*а*), а в средней части рисунка — расширитель (*б*).

Компандерная система содержит (рис. 18.2,*а* и *б*):

- усилители $У_{1с}$ и $У_{1р}$ с нормированным коэффициентом передачи, равным 1/300 для сжимателя ($У_{1с}$) и 300 для расширителя ($У_{1р}$);
- пропорционально интегрирующий фильтр ПИФ ($Ф_{1с}$ и $Ф_{1р}$) со специальной формой АЧХ, на участке 12...3600 Гц коэффициент передачи ПИФ изменяется прямо пропорционально частоте для сжимателя и обратно пропорционально частоте для расширителя со скоростью 6 дБ/окт., т.е. передаточные функции этих фильтров обратны по отношению друг к другу;

- управляемые усилители $A_{2c}$ и $A_{2p}$, коэффициенты передачи которых изменяются пропорционально управляющему напряжению $U_y$;
- фильтры нижних частот $Ф_{2c}$ и $Ф_{2p}$. Каждый имеет идентичную для обоих устройств частоту среза 4500 Гц; за пределами полосы пропускания вносимое фильтрами затухание возрастает со скоростью 6 дБ/окт.;
- сумматоры сигналов $\Sigma$;
- цепи управления $ЦУ_1$ и $ЦУ_2$, содержащие двухполупериодные выпрямители и интеграторы;
- ограничитель амплитуды ОА для устранения выбросов сигнала в сжимателе в моменты установления коэффициента передачи при резком изменении уровня ЗС на его входе.

Применение фильтров необходимо для получения требуемой частотной зависимости изменения коэффициента передачи сжимателя и расширителя для разных входных уровней сигнала (рис. 18.2,*в*, расширитель).

## 18.2. Аналого-цифровая система спутникового радиовещания формата ADR

Этот формат пользуется популярностью у слушателей и рекламодателей в Европе: не менее 0,5 млн владельцев спутниковых антенн имеют возможность принимать более 85 цифровых программ ADR (Astra Digital Radio).

Структура системы ADR в упрощенном виде представлена на рис. 18.3,*а*. Сигналы РВ и звукового сопровождения ТВ передаются здесь на поднесущих частотах (рис. 18.3,*б*). Поднесущие расположены в полосе частот от 6,12 до 8,46 МГц с интервалом 180 кГц. На поднесущих частотах 7,02 и 7,2 МГц передаются в аналоговой форме левый *Л* и правый *П* сигналы стереофонического сопровождения телевизионной программы. Для этого используется ЧМ с девиацией ±50 кГц. До модуляции звуковые сигналы в этих каналах (7,02 и 7,2 МГц) на передающей стороне системы подвергаются предыскажению с постоянной времени 50 или 75 мкс и компрессии в компандерной системе Panda-1. При радиоприеме после демодуляции (ЧД) аналоговая пара сигналов проходит экспандер системы Panda-1 и далее цепь компенсации частотных предыскажений. Эти дополнительные устройства на рис. 18.3,*а* не показаны. Диаграмма уровней компандерной системы Panda-1 представлена на рис. 18.1,*б*; особенность ее работы уже была пояснена ранее. Правда, следует заметить, что здесь используется улучшенная версия данной компандерной системы

На остальных поднесущих частотах системы ADR передаются в цифровой форме сигналы стереофонического РВ. При этом для передачи каждого сигнала стереопары используется отдельная поднесущая частота и модуляция 4-ФМ (4-PSK, Phase Shift Keying). До модуляции звуковые сигналы проходят кодер источника стандарта MPEG-1 ISO/IEC



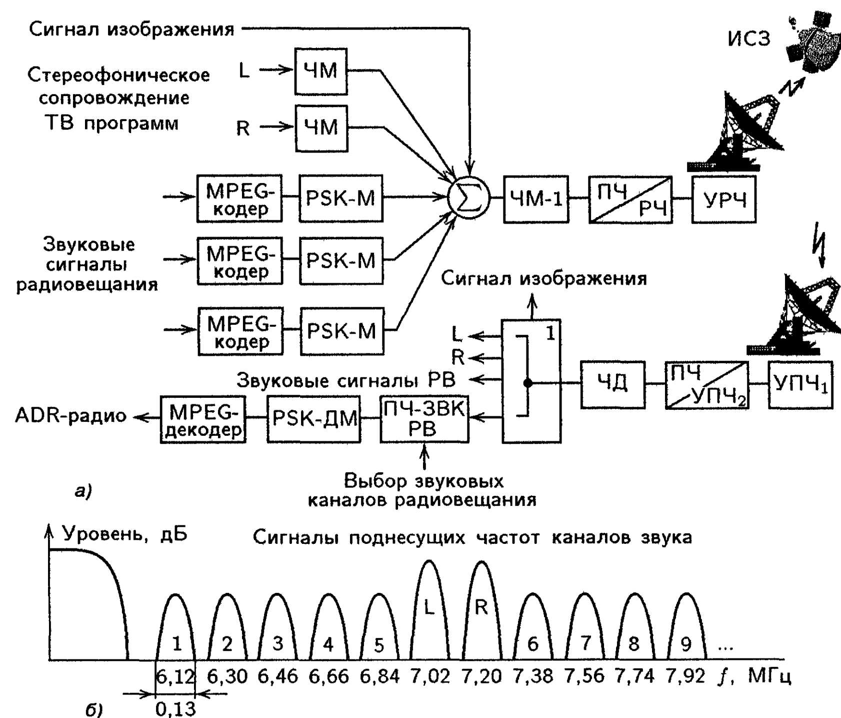



**Рис. 18.3.** Система ADR: *а* — структурная схема передающей и приемной частей; *б* — спектр модулирующего сигнала системы

11171-3 Layer 2, где устраняется присущая им после первичного кодирования избыточность (рис. 18.3,*а*). На выходе кодера скорость цифрового потока составляет 128 кбит/с на канал. Полоса частот радиоканала для любой поднесущей частоты равна 130 кГц, а полоса частот звуковых сигналов составляет 40...15000 Гц. После модуляции (ЧМ и PSK-M) эти сигналы суммируются, образуя сигнал, спектр которого изображен на рис. 18.3,*б*, и поступают на частотный модулятор (ЧМ-1), затем преобразователем частоты (ПЧ) переносятся на частоту радиоканала (РЧ), усиливаются УРЧ и передаются на спутник (ИСЗ).

Основные характеристики и параметры качества системы ADR (Astra Digital Radio):

Диапазон частот приема/передачи, ГГц..................14/11 или 14/12,5
Модуляция несущей частоты полным сигналом, включающим сигнал изображения и поднесущие звуковых каналов ЧМ
Полоса частот ствола, МГц..............................26; 33; 36; 72
Число стволов....................................16; 18
Мощность передатчика на ствол, Вт.....................45; 50; 60; 63; 70; 85
Эквивалентная изотропно излучаемая мощность ЭИИМ, дБ·Вт.............................................45; 49; 50

| | |
|---|---|
| Диапазон частот передачи (линия «спутник-Земля»), ГГц | 10,7...11,7; 11,7...12,5 |
| Уровень поднесущих аналоговых каналов звука относительно сигнала изображения, дБ | −20 |
| Уровень поднесущих цифровых каналов звука относительно аналоговых поднесущих каналов звука, дБ | −(6...8) |
| Значения поднесущих частот, МГц: | |
| стереоканал аналогового звукового сопровождения телевизионной программы | 7,02; 7,2 |
| каналы цифрового сопровождения телевидения и стереофонического радиовещания | 6,12; 6,3; 6,48; 6,66; 6,84; 7,38; 7,56; 7,74; 7,92; 8,10; 8,28; 8,46 |
| Контрольный сигнал, МГц | 8,596 |
| Полоса частот радиоканалов поднесущих звука, кГц | 130 |
| Модуляция поднесущих частот: | |
| аналоговые каналы звука | ЧМ с девиацией поднесущей частоты ±50 кГц |
| цифровые каналы звука | PSK или 4-ФМ |
| Помехозащищенность звуковых сигналов: | |
| аналоговые каналы | Компандерная система Panda-1 |
| цифровые каналы | CRC-код |
| Форматы звуковых сигналов | Моно; обычное стерео |
| Кодирование звуковых сигналов в цифровых каналах: | |
| стандарт кодирования | MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 |
| уровень компрессии цифровых аудиоданных | Layer 2 |
| число отсчетов звукового сигнала в выборке | 1152 |
| квантование отсчетов звукового сигнала | Равномерное с одинаковым шагом в пределах каждой субполосы кодирования |
| время передачи аудиофрейма, мс | 24 |
| скорость цифрового потока, кбит/с | 128 |
| частота дискретизации звукового сигнала, кГц | 32 |
| Структура цифровых данных аудиофрейма: | |
| синхрослово, бит | 12 |
| служебная информация, бит | 20 |
| проверочные биты CRC-кода, бит | 16 |
| информация о распределении битов по субполосам (BAL), бит | 88 |
| информация о распределении масштабных коэффициентов SCFSI, бит/субполосу | 2 |
| кодирования значения масштабных коэффициентов SCF, бит/SCF | 6 |
| кодовые слова отсчетов звукового сигнала, бит/отсчет | (1,67...16) |
| дополнительные данные | Передаются |
| Полоса частот звуковых каналов, Гц | 40...15000 |
| Предыскажение: | |
| аналоговые каналы | 50 или 75 мкс, рек.J.17 МККТТ |
| цифровые каналы | Рек. 651 МККР |
| Скремблирование цифровых данных | Имеется |
| Параметры качества каналов звука | Рек. J.21 МККТТ |



На приемной стороне системы ADR происходят обратные преобразования (рис. 18.3,*а*): в наружном блоке тюнера сигналы после усиления переносятся на первую промежуточную частоту, по кабелю поступают во внутренний блок тюнера, где усиливаются в УПЧ-1, демодулируются частотным детектором (ЧД) и разделяются на аналоговые и цифровые составляющие в блоке 1. После чего цифровые сигналы РВ, передаваемые на поднесущих частотах, переносятся попарно на промежуточные частоты каналов звука равные 10,7 и 10,52 МГц (ПЧ-ЗВК РВ), демодулируются (PSK-ДМ), декодируются в MPEG-декодере и поступают на выходы тюнера.

Параметры качества каналов звука в системе ADR соответствуют требованиям Рек. J.21 МККТТ.

## 18.3. Передача звуковых сигналов в форматах С-МАС и D2-MAC

Телевизионные стандарты семейства систем MAC/packet включают две их разновидности — С-МАС и D2-MAC, которые удовлетворяют требованиям, предъявляемым к службам спутникового телевидения в диапазоне 12 ГГц. Система С-МАС принята для служб спутникового ТВ и РВ в Финляндии, Исландии, Норвегии, Швеции и ряде других стран. Система D2-MAC — в Германии и во Франции.

Системы семейства MAC/packet имеют следующие общие признаки:

- уплотнение аналоговых и цифровых компонент с разделением по времени, что обеспечивает наибольшую пропускную способность при заданной ширине полосы частот радиоканала;
- кодирование сигнала изображения по типу МАС, где сигнал яркости и один из двух цветоразностных сигналов активной строки раздельно сжимаются во времени и после этого размещаются последовательно в пределах строки для образования сигнала с временны́м уплотнением аналоговых компонентов; два сжатых во времени цветоразностных сигнала передаются в чередующихся строках таким образом, чтобы свести к минимуму необходимые коэффициенты сжатия и тем самым снизить уровень шумов;
- пакетное уплотнение для ЗС и сигналов данных с передачей их в цифровой форме;
- возможность применения систем идентификации спутниковой службы, ограниченного доступа, скремблирования видеосигнала и засекречивания звукового сигнала;
- возможность разработки приемников, способных функционировать в обоих стандартах.

Системы MAC/packet используют стандарт с разложением на 625 строк в кадре и 25 кадров, передаваемых в секунду.

Система С-МАС применяет стандартный спутниковый канал с полосой частот 27 МГц. Канал с такой полосой частот нельзя использовать в

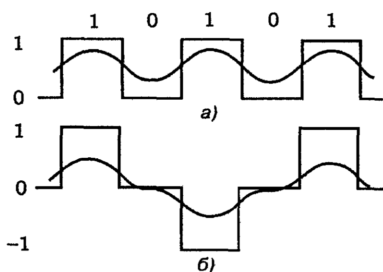



**Рис. 18.4.** Бинарная (*а*) и дуобинарная (*б*) импульсные последовательности при передаче сигнала

кабельном телевидении. Поэтому была разработана модификация этой системы, получившая название D-MAC и имеющая полосу частот радиоканала 10,125 МГц, что также неприемлемо для большинства кабельных сетей телевидения. Дальнейшая модификация состояла в уменьшении пропускной способности цифрового канала в 2 раза за счет передачи цифрового сигнала только в одном полукадре. Этот новый вид модификации был назван D2-MAC. Он использует уже радиоканал шириной 7...8 МГц, пригодный для всех сетей телевидения: наземных, кабельных и спутниковых, что является его существенным достоинством.

Важной особенностью системы D2-MAC является то, что в ней, как обычно в цифровой технике, применяется не бинарное (рис. 18.4,*а*), а дуобинарное (рис. 18.4,*б*) представление ЗС и данных с использованием не двух, а трех значений постоянных напряжений (трехуровневое представление цифрового сигнала: +1, 0, −1).

Основная конфигурация кадра и строки в системах уплотнения с разделением по времени (C-MAC и D2-MAC) показана на рис. 18.5. В обеих системах при передаче полного сигнала применяется умеренное предыскажение вида:

$$K(f) = \{A[1 + if/f_1]\}/\{1 + if/f_2\},$$

где $K(f)$ — коэффициент передачи предыскажающего контура; $A = -0{,}7071$; $f_1 = 0{,}84$ МГц; $f_2 = 1{,}5$ МГц. Форма кривой предыскажения приведена на рис. 18.6. Здесь по оси абсцисс отложено изменение коэффициента передачи $K' = 20\lg[K(f)/K(f = 1{,}37\ \text{МГц})]$ предыскажающего контура, вычисленное по отношению к значению $K(f)$ на частоте $f = 1{,}37$ МГц.

В системах C-MAC и D2-MAC принята пакетная структура цифрового сигнала. Каждый пакет содержит 751 бит. Один субкадр содержит 82 пакета, что означает передачу 4100 пак./с в стандарте C-MAC, где для передачи цифровых сигналов используются оба полукадра. В стандарте D2-MAC для передачи цифровых ЗС используется только один субкадр изображения и скорость передачи составляет 2050 пак./с. В итоге полная пропускная способность цифрового канала составляет 3,079 Мбит/с в стандарте C-MAC и соответственно 1,54 Мбит/с в стандарте D2-MAC. Например, в системе D2-MAC достаточно места для размещения двух стерео- или четырех моноканалов с полосой частот 40...15000 Гц каждый, или для восьми комментаторских каналов с полосой частот 7 кГц.

Структура пакета изображена на рис. 18.7,*а*. Он состоит из преамбулы, занимающей 23 бита, и 728 информационных битов. Преамбула



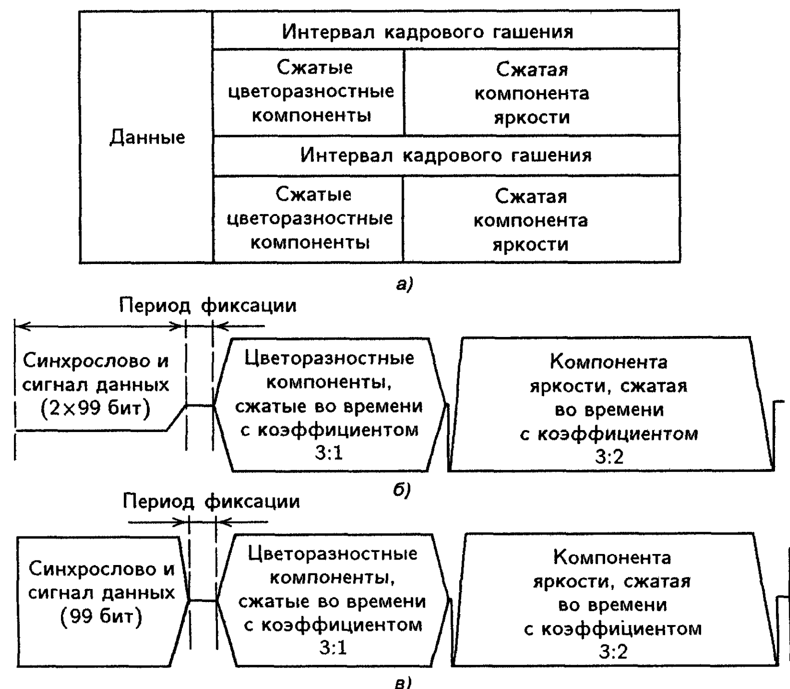



**Рис. 18.5.** Основная конфигурация уплотнения с разделением по времени в системах C-MAC и D2-MAC: *а* — форма кадра изображения; структура сигнала строки (без скремблирования) в системах C-MAC (*б*) и D2-MAC (*в*)

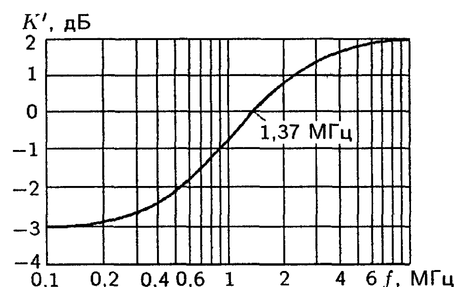
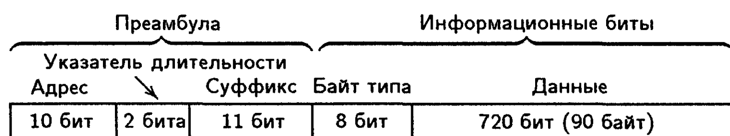



**Рис. 18.6.** Зависимость коэффициента передачи предыскажающего контура от частоты

содержит три части: адрес (10 битов), позволяющий идентифицировать (распознать) 1024 разные службы; указатель длительности (2 бита), обеспечивающий связь между очередными пакетами той же службы и позволяющий обнаруживать утраты пакета вследствие ошибочного опознавания адреса; биты помехоустойчивого кодирования (11 битов) для защиты преамбулы. Последняя защищена циклическим кодом Голея (23,12), генерированного полиномом $P(x) = x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^2 + 1$. Код Голея позволяет обнаружить и скорректировать до трех ошибок в 23-битовой преамбуле (заголовке). После преамбулы идет байт типа пакета (8 битов), информирующий декодер приемника о типе передаваемой в пакете информации: является ли эта информация звуковой (аудиоданные) или управляющей. Если



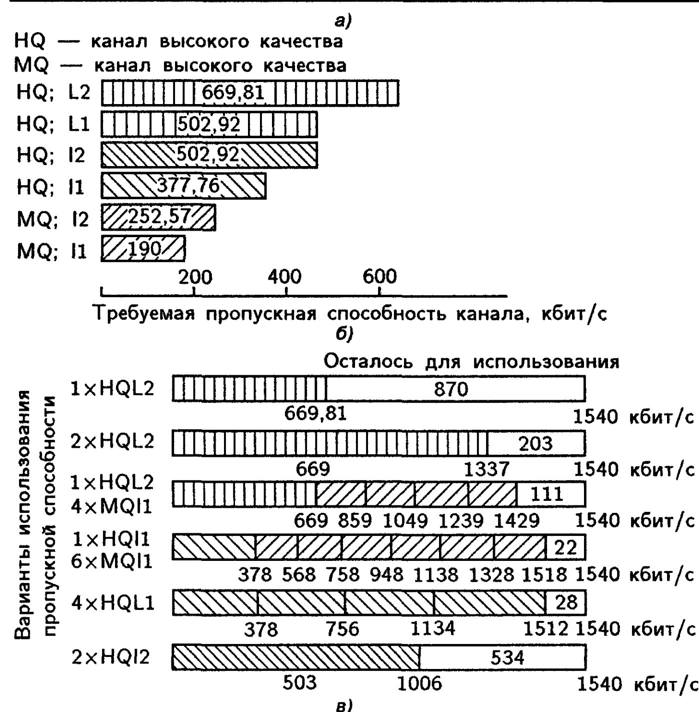




**Рис. 18.7.** Пакетная передача ЗС и данных в форматах С-МАС и D2-MAC: *а* — структура пакета стандарта МАС; *б* — типы звуковых блоков при разных способах кодирования; *в* — передача блоков ЗС и данных разной длины

это аудиоданные, то следующие после него 90 байт (720 битов) называются *звуковым блоком* (ВС). Если же это управляющая информация, то они называются *интерпретационным блоком* (BI). При передаче данных байт типа не нужен, и все 728 информационных битов (91 байт) можно использовать для их передачи.

Аудиоданные могут быть кодированы двумя различными методами: с применением почти мгновенного компандирования или равномерной ИКМ, а также с двумя разными уровнями защиты от ошибок:

1-й уровень (простая защита) — при помощи лишь проверки на четность для обнаружения ошибки в кодовом слове отсчета;

2-й уровень (сильная защита) — с применением дополнительного помехоустойчивого кодирования для каждого отсчета с использованием кода Хэмминга.



Простая защита от ошибок (1-й уровень): при почти мгновенном командировании с преобразованием 14/10 бит/отсчет к каждому полученному 10-разрядному кодовому слову отсчета добавляется бит четности так, чтобы сумма по модулю 2 шести важнейших битов и бита четности была бы равна нулю; при линейном кодировании с разрешением 14 бит/отсчет к 11 важнейшим по значимости битам кодового слова отсчета добавляется бит четности.

Высокая защита от ошибок (2-й уровень): при линейном 14-битовом разрешении применяется расширенный код Хемминга (16,11) для защиты от ошибок 11 важнейших битов каждого отсчета, что позволяет корректировать одиночную ошибку и обнаружить двойную ошибку в защищенной части кодового слова; в 10-битовых кодовых словах, полученных после почти мгновенного компандирования 14-битовых слов, для защиты от ошибок используется модифицированный код Хэмминга (11,6), полученный путем устранения из контрольной матрицы исходного кода (16,11) пяти столбцов.

Для защиты от многократных ошибок (пакетов ошибок) используется перемежение битов внутри пакета. Биты каждого пакета передаются в следующем порядке:

1, 95, 189,..., 565, 659,
2, 96, 190,..., 566, 660,
...........................
93, 187, 281,..., 657, 751,
94, 188, 282,..., 658.

Перемежение не используется для специальных сигналов, передаваемых в строке 625, и сигналов данных в строке 624. Если исправление ошибки невозможно, то применяется метод маскирования, когда неправильно воспринятый отсчет заменяется средним арифметическим значением предыдущего и последующего отсчетов.

Отсчеты ЗС и данные в пакетах передаются блоками. В зависимости от способа кодирования применяется четыре разных типа звуковых блоков (ВС) (рис. 18.7,*б*).

1. L2 — линейное кодирование отсчетов ЗС с 14-битовым разрешением и высокой степенью защиты. Он содержит кодовые слова 36 отсчетов, каждое кодовое слово 19-битовое. Если сигнал монофонический, то блок содержит следующие друг за другом 36 отсчетов этого сигнала; при стереопередаче он содержит по 18 отсчетов сигналов левого и правого каналов. Перед символами отсчетов расположена преамбула блока (36 битов), включающая 8 свободных битов для будущих нужд, 10 битов контрольной информации, 18 битов для информации о масштабных коэффициентах. Общая длительность блока L2 равна 720 битам (90 байтам), скорость цифрового потока 669,808 2/9 кбит/с при передаче монофонического сигнала с высоким качеством или 1337,364 1/9 кбит/с при высококачественной стереопередаче. При передаче монофонического сигнала среднего качества скорость цифрового потока равна 336,030 кбит/с.

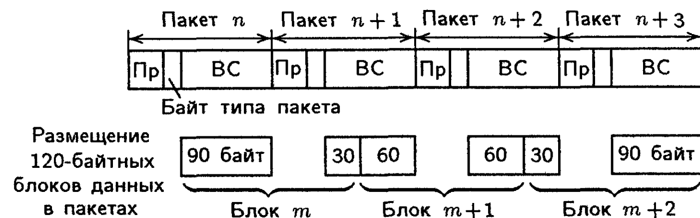



**Рис. 18.8.** Передача 120-байтных блоков данных в четырех последовательных пакетах

2. L1 — линейное кодирование отсчетов ЗС с 14-битовым разрешением и слабая защита от ошибок. Блок содержит 15-битовые кодовые слова выборки из 64 отсчетов аудиосигнала (при стереопередаче соответственно 32 отсчета сигнала *Л* левого канала и 32 отсчета сигнала *П* правого канала). Общая длительность блока с учетом преамбулы составляет здесь 960 битов (120 байт). Скорость цифрового потока 502,919 кбит/с при монопередаче и соответственно 1003,568 кбит/с при передаче стереофонического сигнала с высоким качеством; при монопередаче со средним качеством скорость цифрового потока равна 252,586 кбит/с.

3. I2 — почти мгновенное компандирование с преобразованием 14/10 бит/отсчет и высокий уровень защиты от ошибок. Блок содержит 15-битовые кодовые слова выборки из 48 отсчетов аудиосигнала (при стереопередаче соответственно 24 отсчета левого и 24 отсчета правого сигналов). Общая длительность блока 720 битов (90 байт). Скорость цифрового потока 502,919 кбит/с при монопередаче с высоким качеством и 1003,586 кбит/с при стереопередаче; при монофонической передаче со средним качеством скорость цифрового потока равна 252,586 кбит/с.

4. I1 — почти мгновенное компандирование с преобразованием 14/10 бит/отсчет и слабый уровень защиты от ошибок. Блок содержит кодовые 11-битовые слова 64 отсчетов (при стереопередаче 32 отсчета левого и 32 отсчета правого каналов) В начале блока расположено свободное поле из 16 битов для будущего использования Общая длительность блока 720 битов (90 байт). Скорость передачи цифрового потока 377,753 кбит/с при высококачественной монофонической передаче и 753,253 кбит/с при высококачественной стереопередаче; при монопередаче среднего качества скорость цифрового потока равна 190,003 кбит/с.

Заметим, что 90-байтный блок при передаче полностью размещается в одном пакете, а три блока по 120 байт каждый передаются в четырех последовательных пакетах Иначе говоря, для 120-байтных блоках его части находятся в двух смежных пакетах (рис 18.8) Кроме того, при передаче с высоким качеством частота дискретизации ЗС составляет 32 кГц при полосе частот 40 15000 Гц; при передаче со средним качеством $f_д = 16$ кГц и полоса частот ЗС составляет 7 кГц Перед кодированием ЗС подвергаются предыскажению в соответствии с Рекомендацией J.17 МККТТ.



В каждой строке (см. рис. 18.5,*б*) перед сигналом изображения передаются слово синхронизации строки (6 битов) и информационные данные (например, ЗС), занимающие в общей сложности 99 битов. При этом данные и ЗС передаются в строках 1–623, а 624 и 625 строки используются для других целей В качестве строчного 6-битового слова синхронизации применяются попеременно преамбулы бифазного кода $W_1$ и $W_2$, которые меняются от строки к строке, а также от одного полного изображения к другому.

В системах C-MAC и D2-MAC, кроме звуковых блоков (ВС), передаются также блоки интерпретации BI, различаемые при помощи байта типа, предваряющим каждый из этих блоков. Блоки BI содержат следующую информацию: о полосе частот и частоте дискретизации ЗС, признаке моно- или стереопередачи, виде квантования — линейное или с применением почти мгновенного компандирования, способе защиты от ошибок — простая или сильная, о сигналах тревоги, а также новейшую информацию последних минут и др.

Все передаваемые служебные данные, данные управления и дополнительная информация постоянно повторяются. При вероятности ошибки $10^{-3}$ время доступа к информации, передаваемой в 625-й строке, составляет около 0,1 с, а среднее время доступа к важнейшей информации не превышает 1 с.

## 18.4. DSR — цифровое спутниковое радиовещание

**Общие сведения о системе DSR.** Впервые цифровое спутниковое радиовещание в формате DSR (Digitale Satelliten Radio) было продемонстрировано в Берлине на международной выставке в 1989 г

В цифровом потоке системы DSR передаются 16 стереофонических программ радиовещания с общей скоростью 20,48 Мбит/с. Суммарная ширина полосы частот радиоканала составляет 14 МГц Так как спутниковые каналы имеют обычно полосу частот 27 или даже 36 МГц, то передача радиосигнала системы DSR не имеет проблем в части, касающейся требуемой полосы пропускания

Общая структурная схема системы радиовещания в формате DSR показана на рис 18 9. Исходные стереофонические сигналы (1, 2, , 16) преобразуются из аналоговой в цифровую форму Для этой цели обычно используется частота дискретизации 48 кГц, равномерное квантование и кодирование ЗС с разрешением 16 бит/отсчет Полоса частот каждого исходного звукового сигнала составляет 20 20000 Гц, что является стандартным значением для аппаратуры студийного тракта После первичного кодирования 16-битовые кодовые слова отчетов каждого звукового сигнала преобразуются в кодере DSR с использованием метода плавающей запятой в 14-битовые кодовые слова уже с частотой дискретизации 32 кГц Полоса частот каждого ЗС после этого преобразования

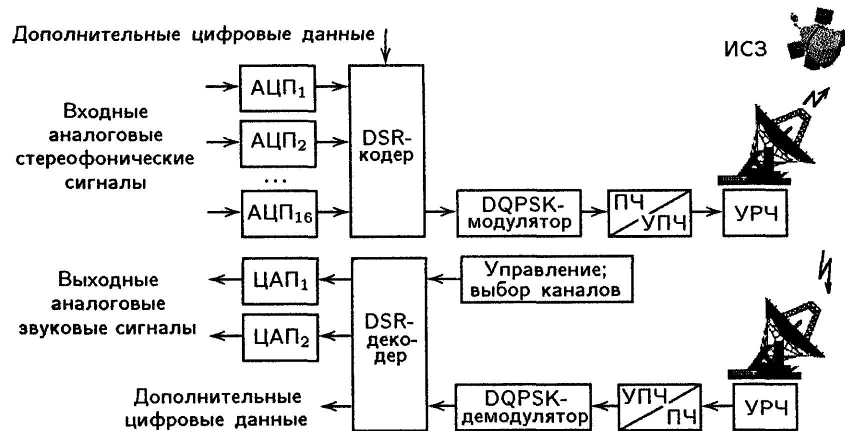



**Рис. 18.9.** Упрощенная структурная схема системы спутникового радиовещания в формате DSR

составляет уже 20...15000 Гц. Это делается для того, чтобы согласовать параметры звуковых каналов с линиями передачи цифровых данных ведомства связи Германии. В кодере DSR цифровые потоки индивидуальных каналов подвергаются также помехоустойчивому кодированию и форматированию, образуя цифровые потоки кадров A и B, каждый со скоростью 10,24 Мбит/с. Структура этих потоков будет пояснена ниже. Далее эти потоки скремблируются и поступают на DQPSK-модулятор (Differential Quadrature Phase Shift Keying). Выходной сигнал модулятора усиливается на промежуточной частоте (УПЧ). При помощи преобразователя частоты ПЧ он переносится на несущую частоту радиоканала и после усиления радиочастоты (УРЧ) излучается антенной на бортовой ретранслятор, установленный на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). В приемной установке выполняются обратные преобразования.

Основные характеристики и параметры качества системы DSR в целом и тюнера для приема этих сигналов представлены ниже.

*Параметры спутниковой системы DSR в целом:*

| | |
|---|---|
| Наименование спутника: | |
| TV-Sat2 | 19,2о в.д.; 11,977 ГГц; левая поляризация |
| DFS-Kopernikus | 23,5° в.д.; 12,625 ГГц; горизонтальная поляризация |
| Диапазон частот приема/передачи, ГГц | 14/11; 14/25; 30/20 |
| Число стволов | 3 + 7 + 1 |
| Зона обслуживания | Узкий луч, Германия |
| Мощность на ствол, Вт | 20 |
| ЭИИМ, дБ·Вт | 48...50 |
| Добротность, дБ/К | 7,7...8,9 |
| Число стереопрограмм | 16 |
| Суммарная скорость цифрового потока, Мбит/с | 20,48 |
| Возможность передачи дополнительной информации | Предусмотрена |



| | |
|---|---|
| Модуляция несущей частоты | DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying, дифференциальная квадратурная фазовая манипуляция, 4 положения фазы несущего колебания) |
| Полоса частот радиоканала, МГц | 14 |
| Полоса частот звукового канала, Гц | 20...15000 |
| Кодирование звуковых сигналов: | |
| частота дискретизации, кГц | 32 |
| равномерное квантование отсчетов с разрешением, бит/отсчет | 16 |
| редуцирование аудиоданных | 16/14, методом плавающей запятой |
| защита от ошибок: | |
| кодом БЧХ(63,44) | Исправление до трех ошибок; первые 11 битов самых старших разрядов 14-битовых кодовых слов отсчетов сигналов стереопары каждого 77-битового блока (после $11 \times 4 = 44$ битов идут 19 проверочных битов кода БЧХ) |
| кодом БЧХ(14,6) | Биты пар масштабных коэффициентов сигналов стереопары (после 6 битов масштабных коэффициентов идут 8 проверочных битов кода БЧХ), каждая пара защищенных масштабных коэффициентов передается трижды |
| защита от групповых ошибок | Перемежение информационных битов |
| Скремблирование цифровых данных | Имеется |

*Параметры тюнера системы DSR (фирма Grundig)*

| | |
|---|---|
| Диапазон входных частот, МГц | 950...2050 |
| Промежуточная частота, МГц | 118 |
| Полоса захвата системы ФАПЧ, кГц | ±500 |
| Пределы изменения частоты на входе тюнера (после наружного блока), МГц, не более | ±1,2 |
| Допустимый диапазон изменения напряжений входного сигнала, дБ/мкВ, при отношении сигнал/шум 10 дБ | 63...94 |
| Коэффициент ошибок при отношении сигнал/шум 8 дБ не более | $10^{-3}$ |
| Диапазон звуковых частот, Гц | 20...15000 |
| Отношение сигнал/шум, дБ, не менее | 90 |
| Неравномерность амплитудно-частотной характеристики, дБ, не более | 0,5 |
| Коэффициент гармоник, %, не более | 0,06 |
| Разделение каналов стереопары, дБ, на частоте 1000 Гц, не хуже | 85 |
| Выходное сопротивление тюнера, Ом | 600 |
| Напряжение на аналоговом выходе, В | 1,5 |
| Выход тюнера | аналоговый и цифровой |

Скорость цифрового потока на выходе, Мбит/с ........................ 1,024

**Кодирование звуковых сигналов.** При частоте дискретизации $f_д = 32$ кГц длительность выборки звукового сигнала (ЗС) составляет 2 мс. Принято считать, что на интервале времени длительностью 1...2 мс временна́я функция ЗС является достаточно монотонной и изменяется незначительно. Каждая выборка содержит 64 отсчета ЗС. Внутри этой выборки определяется наибольшее значение отсчета. Оно называется масштабным коэффициентом (МК) сигнала выборки. Весь диапазон возможных изменений модуля амплитуд звукового сигнала (см. рис. 12.14,*а*) разделен на восемь областей (регионов). Каждой такой области соответствует одно значение масштабного коэффициента (МК). Всего этих значений восемь. Масштабный коэффициент представляет собой трехбитовое двоичное число линейной импульсно-кодовой модуляции (ИКМ), изменяющееся в пределах от 000 (максимальные уровни) до 111 (минимальные уровни). Оно определяет диапазон возможных изменений уровней сигнала для каждого значения МК. Каждой из восьми областей соответствует изменение уровня исходного звукового сигнала на 6 дБ (см. рис. 12.14,*а*).

В основу стратегии преобразования кодовых слов из 16- в 14-битовые (16/14 бит/отсчет) положены следующие соображения (см. рис. 12.14,*б*). Лишь при самых громких звуках биты старших разрядов исходного 16-битового кодового слова не будут равны нулю. Поэтому при передаче максимальных уровней можно не учитывать малой значимости младших битов кодового слова, ибо они в этом случае практически не влияют на слуховое восприятие. При передаче малых уровней, наоборот, вся важная информация содержится в битах младших разрядов. Вообще говоря, в первую очередь следует передавать лишь биты с высокой значимостью при каждом значении уровня сигнала и затем менее значимые биты при наличии избытка пропускной способности канала связи. Иначе говоря, учитывая эту особенность человеческого слуха, можно отказаться от передачи по каналу связи разрядов кодового слова с низкой значимостью без заметных на слух потерь в качестве. Именно это соображение и учтено в стратегии преобразования 16/14 бит/отсчет (см. рис. 12.14,*б*) Здесь первый бит (0 или 1) несет информацию о знаке сигнала, далее следует старший бит (MSB) исходного 16-битового слова, последний бит — младший значащий бит (LSB). Биты от $Y_2$ до $Y_8$, идентичные по значению с первым знаковым битом (их число меняется от нуля до семи в зависимости от амплитуды сигнала и соответствующего ей значения масштабного коэффициента), не передаются, и все последующие разряды исходного кодового слова сдвигаются на соответствующее число разрядов влево. Это дает возможность при самых малых уровнях передавать младшие 15-й и 16-й разряды Лишь при самых высоких уровнях при данном методе теряются один или два младших бита, которые для сигналов больших уровней незначимы. Эти биты отбрасываются (не передаются)



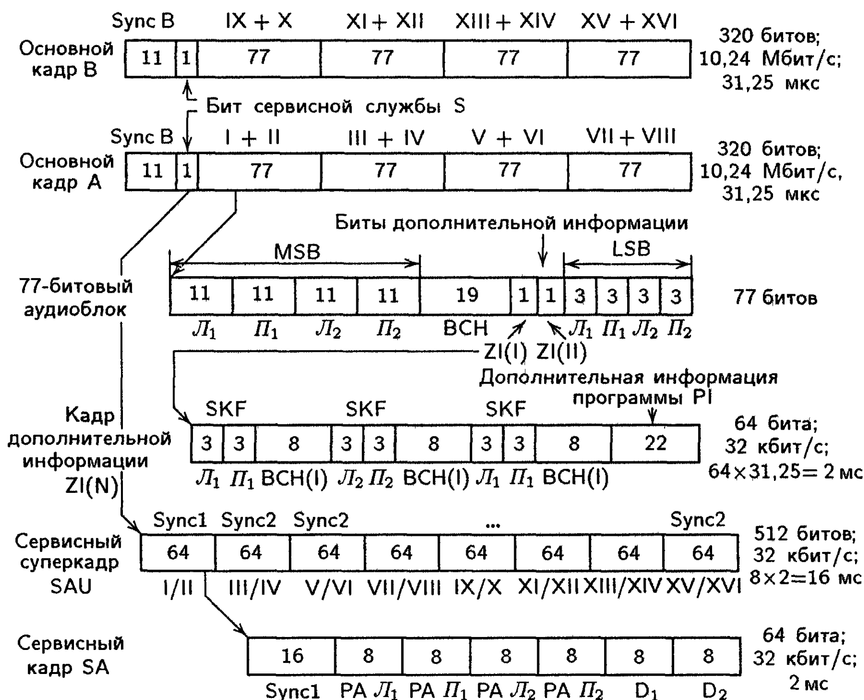



**Рис. 18.10.** Структура цифрового потока системы DSR

Масштабный коэффициент длиной 3 бита, добавляемый к каждому блоку из 64 отсчетов звукового сигнала, указывает, сколько битов, следующих за знаковым битом $Y_1$, во всех кодовых словах блока имеют то же самое значение (0 или 1), что и знаковый. Биты, пронумерованные от $Z_1$ до $Z_5$ (см. рис. 12.14,*в*), могут быть использованы для передачи дополнительной информации, например сопутствующей данной программе. На приемном конце значения МК используются для сдвига разрядов в кодовых словах блока в их первоначальное положение, и таким образом происходит восстановление исходных 16-битовых кодовых слов сигнала.

Теперь о структуре данных цифрового потока В системе DSR вся информация, предназначенная для передачи к приемнику, объединяется в два основных кадра A и B Каждый из них содержит цифровые сигналы звуковых программ и всю информацию, необходимую для их выделения, управления и защиты от ошибок При этом стереофонические сигналы программ I–VIII содержатся в основном кадре A, а стереофонические сигналы программ IX–XVI — в основном кадре B

Каждый основной кадр (рис 18 10) содержит 320 битов При частоте следования кадров, равной 32 кГц, это приводит к скорости передачи цифровых данных 10,24 Мбит/с Каждый кадр начинается с 11-битового слова синхронизации (Sync A или Synx B), за которым следует бит специ-

альной сервисной службы S и далее четыре звуковых блока по 77 битов каждый. При этом первая и вторая пары этих 77-битовых блоков передаются с перемежением битов, что устраняет эффекты дублирования ошибок в приемнике в случае, когда используется дифференциальная модуляция. Перемежение битов в последовательно следующих парах 77-битовых блоках распределяет ошибки при радиоприеме по разным программам, что уменьшает частоту их появления в каждом канале и возможность их слуховой заметности. В каждом 77-битовом блоке аудиоданных содержатся данные двух стерео- или четырех монофонических программ. Номера программ обозначены римскими цифрами над блоками. Один основной кадр передается за 31,25 мкс.

Основной кадр A начинается с 11-битового слова синхронизации, представляющего собой последовательность кода Баркера вида 11100010010; основной кадр B начинается с инверсной последовательности кода Баркера 00011101101. Применение синхрослов с кодом Баркера в основных кадрах A и B позволяет осуществлять в приемнике корреляционный анализ, обеспечивая точное восстановление в приемнике фазы тактовой частоты, определять ошибки, связанные с потерей синхронизма (пропуск кадра и «проскальзывание» бита), а также четкое разделение при демодуляции двух потоков в кадры A и B, даже в случае дифференциальной демодуляции.

Для обнаружения и исправления ошибок внутри 77-битовых блоков в начале следуют друг за другом 11 самых старших разрядов (MSB) 14-битовых кодовых слов сигналов левого $Л_1$, правого $П_1$, левого $Л_2$, правого $П_2$ каналов соответственно первой и второй стереопрограмм (всего $11 \times 4 = 44$ бита), после которых идут 19 проверочных битов (BCH) кода БЧХ (63, 44) (код БЧХ — код Боуза–Чоудхури–Хоквингема). Другими словами, 44 информационных бита и 19 проверочных битов (BCH) образуют 63-битовое слово в коде БЧХ (63,44). Далее в блоке из 77 битов следуют два дополнительных информационных бита ZI(I) и ZI(II), передающие информацию о значении масштабных коэффициентов выборки звукового сигнала первой (I) и второй (II) стереопрограмм и информацию, относящуюся к каждой из программ (PI). Последними в блоке следуют по три младших бита (LSB), передаваемых в нем четырех сигналов $Л_1$, $П_1$, $Л_2$, $П_2$. Отметим, что бит ZI(I) всегда относится к первому, а бит ZI(II) — ко второму стереофоническому каналу (программе).

Код БЧХ (63,44) позволяет в защищенной части (первые 44 бита) 63-разрядных кодовых слов опознать и исправить две ошибки и дополнительно, по крайней мере, до пяти ошибок опознать и замаскировать, используя процедуру интерполяции между последующим и предыдущим значениями отсчетов звукового сигнала. При наличии большой емкости памяти в приемнике можно полностью исправить даже три ошибки. Кодовые слова кода БЧХ полностью описываются его генераторным полиномом $G(x) = x^{19} + x^{15} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + 1$ Напомним, что проверочное (контрольное) 19-битовое кодовое слово образуется делением по модулю 2 44-битового слова аудиоданных на генераторный полином $G(x)$.



Последние три низкозначимых младших бита 14-разрядных кодовых слов сигналов $Л_1$, $П_1$, $Л_2$, $П_2$ передаются в 77-битовых блоках незащищенными, так как ошибки в их приеме практически не слышимы.

Дополнительные информационные биты ZI(N), где N — номер программы, при передаче 64 основных кадров образуют кадр дополнительной информации ZI(N), содержащий 64 бита, передаваемые в течение 2 мс. В кадре ZI(I) трижды попарно передаются масштабные коэффициенты (SKF) соответственно для отсчетов левого $Л_1$ и правого $П_1$ сигналов первой стереопрограммы. Пара масштабных коэффициентов левого $Л_1$ и правого $П_1$ сигналов каждой программы защищена от ошибок кодом БЧХ (14,6), образуемым из сокращенного кода БЧХ (15,7), генерируемого полиномом $G(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1$.

Для защиты в этом случае необходимо 8 проверочных битов (BCH). Кодом БЧХ (14,6) защищаются одновременно значения масштабных коэффициентов сигналов $Л_1$ и $П_1$, содержащие в сумме 6 битов (по три бита на каждый МК) Проверочные биты (BCH(I), 8 битов) и предшествующие им биты пары МК данной программы (6 битов) образуют 14-битовые кодовые слова в коде БЧХ (14,6). Каждая пара защищенных масштабных коэффициентов передается последовательно 3 раза. Последние 22 бита кадра ZI зарезервированы для передач информации, относящейся к первой программе PI.

Биты S сервисной службы после прохождения 64 основных кадров (в каждом основном кадре A и B передается один бит этой службы) образуют специальный сервисный кадр SA, состоящий из 64 битов. Восемь таких кадров SA образуют суперкадр специальной сервисной службы SAU. Он содержит 512 битов, передается со скоростью 32 кбит/с, время передачи кадра SA составляет 2 мс, а кадра SAU соответственно 16 мс (8×SA).

В суперкадре SAU передается дополнительная сервисная информация. Она содержит для каждой программы сведения о ее виде (моно/стерео; речь/музыка), номере, жанре (новости, религиозная, спортивная, учебная программа и т.д ), всего 15 возможных разновидностей таких данных Часть емкости $D_1$ и $D_2$ в каждом кадре SA пока не определена: она зарезервирована для будущих применений Каждые 16 мс сервисная информация повторяется Для однозначной корреляции передаваемых в суперкадре SAU сообщений каждый 64-битовый кадр SA специальной сервисной службы начинается с 16-битового синхронизирующего слова, а вся дополнительная информация содержится в шести кодовых группах по 8 битов каждая. В первом кадре сервисной службы используется синхрослово Sync 1 вида 0000010111001111, а в остальных семи кадрах — Sync 2 вида 0000010111111111 Суперкадр SAU повторяется 7 раз, затем идет пустой байт (SAU/LB, 8 битов), после чего 8 раз повторяется информация для опознавания передатчика (SK) При этом

каждый раз для передачи сигнала идентификации передатчика отводится 512 бит  Семь суперкадров SAU/PA, так называемый пустой байт (SAU/LB) и передаваемая 8 раз информация идентификации передатчика (SAU/SK) образуют сверхкадр SAUU  Время его передачи составляет 256 мс  Затем сверхкадр SAUU повторяется

**Скремблирование, модуляция и демодуляция.** Цифровые потоки $A$ и $B$ должны быть с возможно большей эффективностью переданы по радиоканалу к приемнику  В системе DSR для передачи цифрового сигнала по радиоканалу используется фазовая манипуляция несущего колебания QPSK (Quadrature Phase Shift Keying — квадратурная фазовая манипуляция) с четырьмя возможными состояниями фазы несущего колебания 45, 135, 315 и 225 градусов (рис  18 11,*в*)  Показанные здесь состояния фазы несущего колебания соответствуют четырем возможным сочетаниям символов в двухразрядном числе A″B″  00, 01, 10, 11  Таким образом, можно одновременно передавать два бита A″ и B″  До модуляции исходная цифровая последовательность $S_D(t)$ разделяется на две компоненты $A = \text{Re}\{S_D(t)\}$ и $B = \text{Im}\{S_D(t)\}$ (рис  18 11,*а*), затем эти компоненты скремблируются (СК) (рис  18 11,*г*), а после этого подвергаются дифференциальному кодированию (ДК), рис  18,11,*г*  Скремблирование применяется для более равномерного распределения энергии в полосе частот радиоканала  Оно позволяет также эффективно восстанавливать режим синхронизации в паузе модуляции и необходимо для устранения возможности случайного появления цифровых последовательностей, соответствующих словам синхронизации, при передаче постоянно изменяющихся во времени цифровых сигналов  В основных кадрах А и В слова синхронизации Synx A и Synx B и биты S сервисной службы (всего 12 битов в начале каждого основного кадра) не перемежаются и не скремблируются  Операции скремблирования подвергаются 308 битов четырех звуковых блоков каждого из основных кадров (см  рис  18 10)  Скремблирование выполняется объединением цифровых потоков кадров А и В с псевдослучайной последовательностью, генерируемой при помощи 9-разрядного регистра сдвига с обратной связью (скремблирующий генератор, рис  18 12)  Генераторный полином имеет вид $P(x) = x^9 + x^4 + 1$

Генератор создает двоичную последовательность длиной $2^9 - 1 = 511$ битов, из которых 308 битов, имеющих наименьшую вероятность имитации синхронизирующего слова основного кадра с кодом Баркера, используются для кодирования  Последовательность в 308 битов определяется начальным словом инициализации вида $r_8$, $r_7$, $r_6$  $r_0 = 010111101$  Биты каждого основного кадра А и В, начиная с 13-го, суммируются по модулю 2 с псевдослучайной последовательностью в следующем порядке  биты основного кадра А суммируются с содержимым ячейки $r_0$, биты основного кадра В суммируются с содержимым ячеек $r_3$ и $r_0$ (рис  18 12)  После окончания скремблирования одной пары кадров происходит повторный старт генератора псевдослучайной



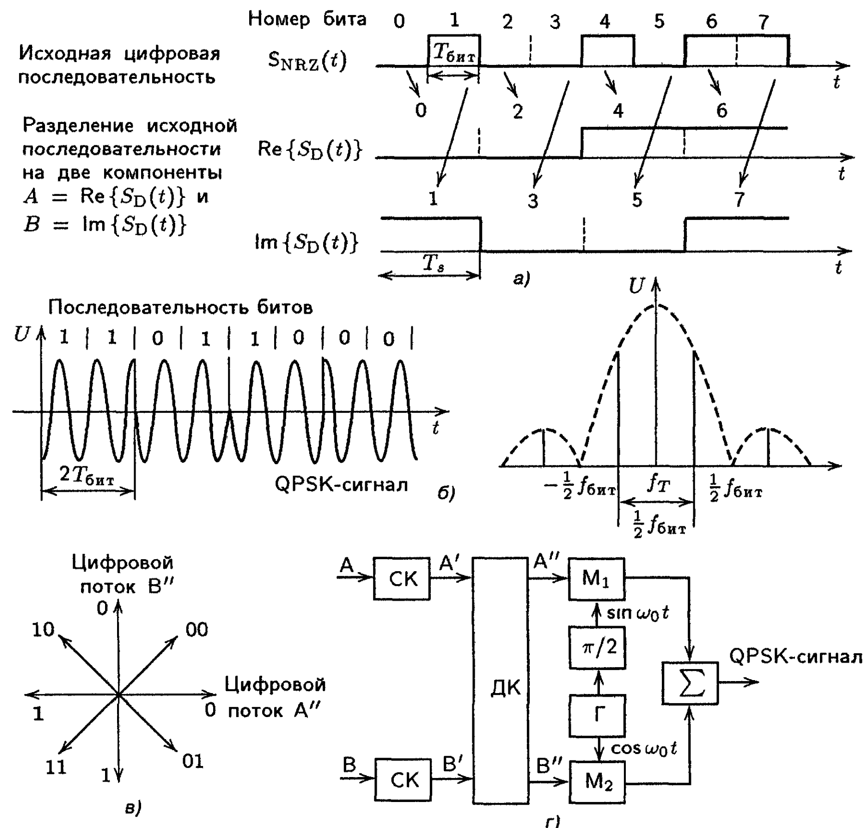



**Рис. 18.11.** Четырехпозиционная фазовая модуляция несущего колебания DQPSK  *а* — разделение исходной цифровой последовательности на компоненты А и В при помощи демультиплексора  *б* — временное и частотное представления QPSK-сигнала, *в* — положения фазы несущей в зависимости от сочетания пары двоичных символов A″B″ цифровых сигналов $A''$ и $B''$, *г* — структура DQPSK-модулятора

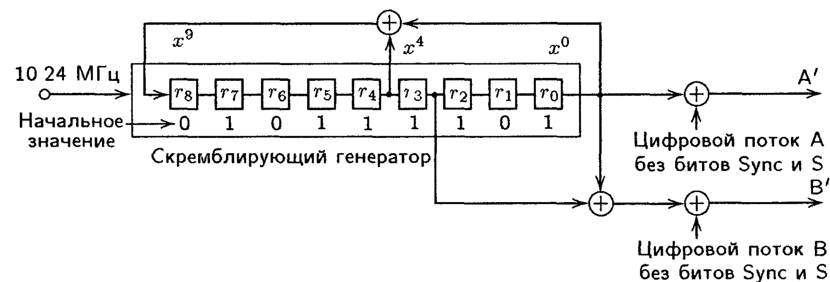



**Рис. 18.12.** Скремблирование цифровых потоков А и В

последовательности от указанного выше слова инициализации, и затем начинается скремблирование новой пары основных кадров A и B, также начиная с 13-го бита.

Далее скремблированный поток данных $A'$ и $B'$ подвергается дифференциальному кодированию ДК (рис. 18.11,*б*), чтобы при радиоприеме можно было бы использовать не только синхронную демодуляцию, но и более простую разностную демодуляцию. Для этой цели два скремблированных потока $A'$ и $B'$ в ДК преобразуются в две новые цифровые последовательности $A''$ и $B''$ по следующей процедуре:

$$\begin{aligned} A''_n &= A''_{n-1} \oplus A'_n; \\ B''_n &= B''_{n-1} \oplus B'_n, \end{aligned} \quad \text{если } A'_n \oplus B'_n = 0;$$

$$\begin{aligned} A''_n &= B''_{n-1} \oplus A'_n; \\ B''_n &= A''_{n-1} \oplus B'_n, \end{aligned} \quad \text{если } A'_n \oplus B'_n = 1,$$

где $\oplus$ — исключающее ИЛИ; $A''_n$ и $B''_n$ — логическое состояние в момент $n$; $A''_{n-1}$ и $B''_{n-1}$ — логическое состояние в момент $n-1$, т.е. на один бит раньше.

Два цифровых потока после дифференциального кодирования A″ и B″ каждый со скоростью 10,24 Мбит/с переключают фазы двух ортогональных несущих $\sin\omega t$ и $\cos\omega t$, которые затем суммируются (рис. 18.11,*г*), образуя сигнал с модуляцией 4-ФМ (фазовая модуляция с четырьмя дискретными значениями фазы несущего колебания), или QPSK. Четырехпозиционная ФМ реализуется в данном случае при помощи двух модуляторов $M_1$ и $M_2$, каждый из которых является двухпозиционным. В модуляторах $M_1$ и $M_2$ двум возможным символам 0 или 1 цифровых сигналов $A''$ и $B''$ на выходе ставятся в соответствие два значения фазы несущей, сдвинутые друг относительно друга на 180° (0 или 180° для $M_1$ и 90 или 270° для $M_2$). После суммирования выходных сигналов модуляторов $M_1$ и $M_2$ получаем сигнал 4-ФМ. Векторная диаграмма состояний фаз выходного сигнала в зависимости от сочетания пар символов (0 или 1) цифровых сигналов $A''$ и $B''$ показана на рис. 18.11,*в*, а изменение фазы несущего колебания и его спектр — на рис. 18.11,*б* Временна́я функция сигнала на выходе сумматора модулятора QPSK описывается выражением

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{2E/T}\sin[\omega_0 t + (2\pi i/M)] & \text{при } 0 \leqslant t \leqslant T; \\ 0 & \text{в других случаях,} \end{cases}$$

где $E$ — постоянная энергия сигнала $s_i(t)$; $\omega_0 = (2\pi n)/T$ — круговая частота, $n > 0$ — целое число; $T$ — длительность символа; $i = 0, 1, 2, ..., M-1$ ($M$ — число состояний фазы несущей. В данном случае оно равно 4).

Спектр сигнала, излучаемого наземной станцией системы DSR, по-



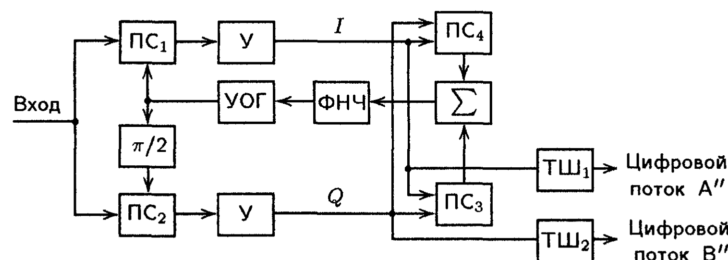



**Рис. 18.13.** Демодуляция сигнала 4-ФМ с устройством восстановления несущей частоты по методу Костаса

сле его формирования описывается выражением

$$S(f) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < f < (1/4\tau); \\ \sqrt{0{,}5\{1 + \cos[2\pi(f - 1/4\tau)\tau]\}} & \text{при } 1/4\tau < f < 3/4\tau; \\ 0 & \text{при } f > 3/4\tau, \end{cases}$$

где $\tau = (2/20{,}48) \cdot 10^{-6}$ с — длительность двух битов (двойной бит); $f$ — частота.

Проблема демодуляции такого сигнала при ФМ состоит прежде всего в правильном определении фазы сигнала, искаженного при радиоприеме гауссовым шумом. Если в результате воздействия шума фазовый сдвиг принятого сигнала превысит значение $\pm\pi/M$, то переданный сигнал будет принят с ошибкой.

**Радиоприем сигналов в формате DSR** можно осуществить при помощи когерентного детектирования, заключающегося в определении на приемной стороне опорной фазы несущей посредством фазовой синхронизации приемника и передатчика. Для создания опорной фазы в приемнике используют схему, изображенную на рис. 18.13. При помощи управляемого напряжением опорного генератора УОГ получают два квадратурных колебания (синусное и косинусное). В перемножителях сигналов $ПС_1$ и $ПС_2$ они перемножаются с входным сигналом, в результате чего на их выходах появляются сигналы $I$ (синфазная компонента) и $Q$ (квадратурная компонента). Далее полученные сигналы еще раз перекрестно перемножаются в $ПС_3$ и $ПС_4$. Оба продукта перемножения поступают на сумматор сигналов и затем проходят фильтр нижних частот (ФНЧ), на выходе которого имеем сигнал, пропорциональный разбалансу фаз несущей частоты передатчика и УОГ. Сигнал с выхода ФНЧ управляет частотой УОГ, обеспечивая режим фазовой синхронизации при демодуляции сигнала 4-ФМ Диапазон захвата системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) ограничен значениями ±(300 . 500) кГц (приемник DSR 100 фирмы Grundig).

Благодаря нестабильности генераторов частота сигнала DSR может изменяться на выходе приемника (после его преобразования в конверторе, наружном блоке тюнера) в пределах ±1,2 МГц (приемник DSR

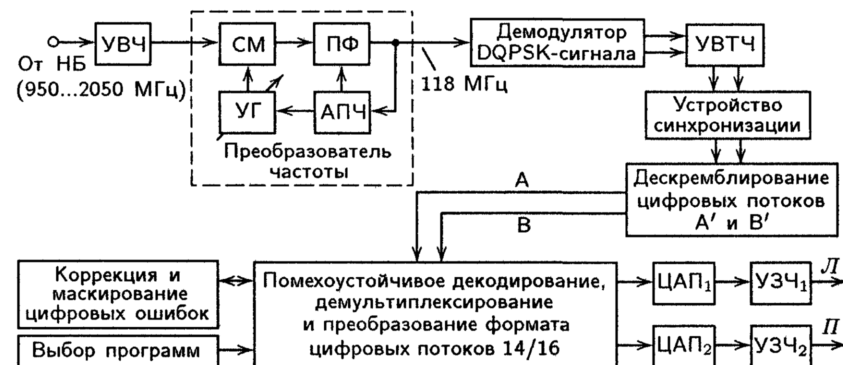



**Рис. 18.14.** Упрощенная структурная схема тюнера — приемника программ цифрового спутникового радиовещания в формате DSR

100), что требует дополнительной стабилизации частоты при ее преобразовании вниз. В результате синхронизации УОГ сигналы $I$ и $Q$ на выходах триггеров Шмитта ($ТШ_1$ и $ТШ_2$) с большим быстродействием выдают входные сигналы $A''$ и $B''$ для декодера DSR. В настоящее время большинство декодеров формата DSR выполнено на схеме SAA 7500 фирмы «Филипс».

**Тюнер системы DSR.** В состав приемной спутниковой станции входит параболическая антенна, в фокусе которой на кронштейнах расположен малошумящий конвертер LNC (Low Noise Converter — конвертер с низким уровнем шума, называемый также наружным блоком НБ). В НБ осуществляются усиление сигналов в полосе частот 10,7...12,75 ГГц, преобразование и перенос спектра принимаемых сигналов на первую промежуточную частоту, лежащую в полосе частот 950...2050 МГц, и выбор желаемой поляризации. Гетеродин конвертера — неперестраиваемый, тракт первой промежуточной частоты — широкополосный.

Структурная схема тюнера для приема сигналов в формате DSR представлена на рис. 18.14, а его основные параметры даны на с. 733. Сигналы радиовещания на этой промежуточной частоте через коаксиальный кабель (длиной около 10 м и более) подаются к внутреннему блоку ВБ, называемому обычно спутниковым приемником или тюнером. Здесь он усиливается (УВЧ) и переносится преобразователем частоты в область частот 118 МГц при полосе полосового фильтра (ПФ), равной 14 МГц. Напомним, что такую полосу частот занимает радиосигнал системы DSR, в которой одновременно передаются 16 стереопрограмм. Частота управляемого генератора УГ изменяется блоком автоподстройки частоты АПЧ. После преобразователя частоты следует демодулятор сигнала DQPSK, на выходе которого выделяются два цифровых потока $A'$ и $B'$, каждый со скоростью 10,24 Мбит/с. Далее идет устройство восстановления тактовой частоты УВТЧ. Затем потоки A′ и B′ дескремблируются, образуя в результате потоки A и B Правильная интерпретация цифровых потоков A′ и B′ и их правильное декодирование возможно при синхронизации основных кадров. Для этого используется устройство синхронизации, которое выделяет слово синхронизации каждого основного кадра, как только оно появляется в потоке данных. При обнаружении слова синхронизации генерируется импульс, который подтверждает синхронизацию и запускает местный (находящийся в тюнере) генератор частоты кадров.



В декодере выделенные последовательности кода БЧХ подвергаются помехоустойчивому декодированию с целью обнаружения и коррекции ошибок. В блоках демультиплексора, управления и выбора звуковых программ цифровые потоки разделяются на составляющие в соответствии со структурой кода. После обработки из каждой составляющей выделяется информация, необходимая в конечном итоге для восстановления исходных 16-битовых кодовых слов каждого из сигналов *Л* и *П*, а также для получения информации сервисной службы. Обычно тюнер имеет аналоговый и цифровой выходы.

При спутниковом радиоприеме обычно отношение сигнал/шум составляет 12...16 дБ. Это приводит к частоте повторения ошибок, изменяющейся в пределах $10^{-4}...10^{-7}$. В системе DSR благодаря эффективной защите от ошибок еще допустимо значение $10^{-3}$ (отношение сигнал-шум около 8...10 дБ). Напомним, что если после коррекции ошибок их остаточная частота повторения не превышает $10^{-5}$, то это соответствует в среднем одному щелчку в час. Неслышимы две интерполяции в секунду при частоте повторения ошибки $10^{-5}$.

Качество радиовещания в данном формате лучше, чем при МВ-ЧМ радиовещании. Однако определенным недостатком системы в свете сегодняшнего дня следует считать недостаточно эффективное использование радиочастотного ресурса.

## 18.5. DAB — цифровое звуковое вещание

**Назначение системы DAB.** В Европе аналоговое стереофоническое радиовещание с частотной модуляцией дополняется цифровой системой радиовещания ЦРВ (Digital Audio Broadcasting, DAB). Система DAB предназначена для доставки высококачественных цифровых звуковых программ и данных, передаваемых наземными и спутниковыми передатчиками в диапазонах частот 174...252 (DAB-T) и 1452 ..1492 (DAB-S) МГц, а также распределяемых через кабельные сети (DAB-C) и принимаемых автомобильными, переносными и стационарными приемниками цифровых сигналов. Она разработана с учетом реализации методов эффективного использования спектра и излучаемой мощности при частотном планировании наземной передающей сети, получившей название «одночастотная сеть» (Single Frequency Network, SFN), а также с учетом применения маломощных ретрансляторов, работающих на единой частоте передачи и приема (gap filler) и обеспечивающих уверенный

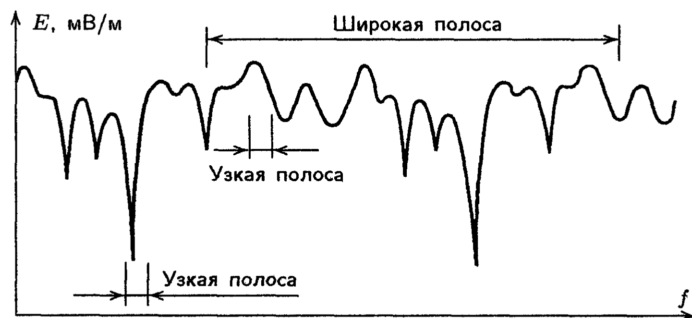



**Рис. 18.15.** Изменение амплитуды напряженности электромагнитного поля в точке радиоприема от частоты

прием цифрового сигнала в «мертвых» зонах городов с разноэтажной застройкой. Эта система реализована и в виде спутниковой, а также в виде гибридной (смешанной) спутниково-наземной системы радиовещания с использованием простой практически ненаправленной приемной антенны. Система DAB удовлетворяет необходимым требованиям совместной работы с другими службами радиосвязи.

Типичным для распространения сигналов МВ является то, что эти сигналы попадают на приемник несколькими путями, т.е. не прямо, а обходными путями с запаздыванием по времени. Эти отражения от зданий, гор, разнообразных движущихся объектов и т.д. интерферируют с прямым сигналом и, конечно же, друг с другом Следствием этого являются глубокие провалы амплитуды поля в точке приема для узких областей частот. Частоты провалов зависят от места приема (рис. 18.15). Они приводят к появлению помех, которые особенно заметны при мобильном приеме, например в автомобиле. Из-за малого количества предоставленных в распоряжение передатчиков радиовещания частотных диапазонов в международном масштабе договорились об их полосе и загрузке. Чтобы обеспечить прием на большой территории, предлагается вместо мощного центрального передатчика использовать маломощные пространственно рассредоточенные передатчики. Поэтому возникает проблема многолучевого приема. К настоящему времени уже накоплен большой опыт в области мобильной цифровой связи Многолучевость при радиоприеме является в системе DAB скорее достоинством, чем недостатком Благодаря передаваемым контрольным сериям приемник может идентифицировать сигналы с различной задержкой и вновь сложить их после ее компенсации Тем самым становится возможным не только устранение помех, вызванных многолучевостью, но и увеличение полезной мощности сигнала при радиоприеме

**Структура, характеристики и цифровые потоки системы DAB.** Вместо большого числа обычных узкополосных каналов передачи в системе DAB используются широкополосные каналы с одновременной передачей в них нескольких звуковых программ, сигналов данных, разнообразной сервисной информации Упрощенные структурные схемы передающей (*а*) и приемной частей (*б*) системы DAB показаны на рис. 18.16. Входными сигналами DAB являются сигналы звуковых программ $\text{Audio}_1$, $\text{Audio}_2$, ., $\text{Audio}_n$, сопутствующая звуковым программам информация $\text{PAD}_1$, $\text{PAD}_2$,..., $\text{PAD}_n$, цифровые сигналы данных $\text{Data}_1$, $\text{Data}_2$,..., $\text{Data}_n$, информация быстрого доступа FIC, информация о конфигурации мультиплексирования, разнообразная служебная информация. Аналоговые звуковые сигналы предварительно поступают на АЦП, где преобразуются в цифровую форму с частотой дискретизации 48 кГц и разрешением 16 бит/отсчет. Далее каждый из них кодируется MPEG-кодером стандарта ISO/IEC 11172-3 Layer 2 с целью компрессии цифровых аудиоданных



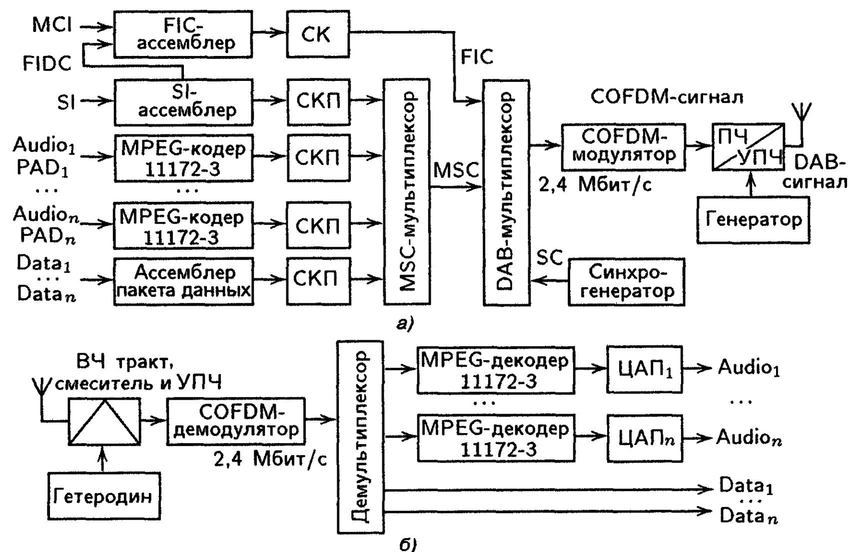



**Рис. 18.16.** Упрощенные структурные схемы передающей (*а*) приемной (*б*) частей системы DAB: СК — скремблирование и помехоустойчивое кодирование; СКП — скремблирование, помехоустойчивое кодирование и временно́е перемежение

В системе DAB формируются три канала передачи цифровых потоков (рис. 18 16,*а*)

1 *Канал пользователя* MSC (Main Service Channel) используется для передачи звуковых сигналов программ РВ и цифровых данных PAD, связанных с программами Данные PAD могут, например, содержать информацию об управлении динамическим диапазоном сигнала, о типе программы. речь/музыка, сведения о дорожной информации, спорт, новости и т.п В канале MSC могут передаваться также и дополнительные данные (канал AIC), а также данные условного доступа. Реализация данной функции предполагает использование секретных ключей и криптографических алгоритмов Цифровой поток кана-

ла MSC разбивается на множество общих субканалов, в каждом из которых производится индивидуальное сверточное кодирование с равной (EEP) и неравной (UEP) защитой символов от ошибок, скремблирование и временно́е перемежение. В каждом субканале могут передаваться одна или несколько компонент канала пользователя. Организация субканалов и канальных компонент называется конфигурацией мультиплексирования (MSI). Канал пользователя образуется из логических фреймов CIF (Common Interleaved Frame) с перемежением, являющихся частью фрейма передачи.

2. *Канал быстрой информации* FIC (Fast Information Channel) используется для быстрого доступа к информации в приемнике. По нему передаются информация о мультиплексировании MCI (Multiplex Configuration Information), сервисная информация SI (Service Information) и данные быстрого доступа FIDC (Fast Information Data Channel), например сигналы гражданской обороны и т.п. В канале FIC не используется временно́е перемежение цифровых символов. Данные каналы FIC защищены сверточным кодом и для большей надежности правильного приема многократно повторяются.

3. *Канал синхронизации* (Synchronization Channel) используется внутри передающей части системы для синхронизации фрейма передачи, автоматического управления частотой, оценки состояния субканалов и идентификации передатчика.

В системе DAB перемежаются во времени как данные, так и несущие частоты. Это позволяет эффективно бороться с влиянием многолучевости при радиоприеме. Система DAB обеспечивает надежный прием звуковых программ в ситуациях, когда условия радиоприема и характеристики радиоканала непрерывно и достаточно быстро изменяются, например, за счет многолучевости при движении автомобиля и сопутствующих селективных замираний.

Цифровые потоки звуковых сигналов ($Audio_1$,..., $Audio_n$), данных, связанных с программами ($PAD_1$, $PAD_2$,..., $PAD_n$), цифровых данных ($Data_1$, $Data_2$,..., $Data_n$), сервисной информации SI после помехоустойчивого кодирования и временно́го перемежения поступают на мультиплексор аудиофрейма, образуя цифровой поток канала пользователя MSC со скоростью 2,304 Мбит/с. Последний далее объединяется с потоком канала FIC и символами канала синхронизации SC в общий цифровой поток в мультиплексоре фрейма передачи, и после объединения суммарный цифровой поток со скоростью 2,4 Мбит/с поступает на COFDM-модулятор (COFDM-кодер, Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) Далее COFDM-сигнал переносится преобразователем частоты ПЧ в требуемую полосу частот, усиливактся УРЧ и излучается в эфир.

На приемной стороне системы (рис. 18.16,*б*) выполняются обратные преобразования: принятый DAB сигнал проходит ВЧ тракт и переносится смесителем на промежуточную частоту. После усиления в УПЧ он демодулируется в COFDM-демодуляторе и демультиплексируется, после чего выполняются процедуры помехоустойчивого декодирования и деперемежения (здесь не показаны). Затем сжатые цифровые потоки, соответствующие звуковым программам, декодируются в MPEG-декодерах, после чего подвергаются цифроаналоговому преобразованию в $ЦАП_1$, $ЦАП_2$,..., $ЦАП_n$. Выходными сигналами приемной части системы DAB являются сигналы звуковых программ $Audio_1$, $Audio_2$,..., $Audio_n$, данные PAD и сигналы данных $Data_1$, $Data_2$,. , $Data_n$

Технические характеристики и возможности системы DAB представлены в табл. 18.1.

**Кодирование звуковых сигналов**. Первичные цифровые сигналы программ радиовещания подвергаются сжатию в MPEG-кодере стандарта ISO/IEC 11172-3 Layer 2. Его структурная схема и алгоритм работы описаны в гл. 12. Декодер стандарта MPEG ISO/IEC 11172-3 Layer 2 проверяет входящие цифровые данные на ошибки и разделяет дополнительные данные управления процессом декодирования от сжатых цифровых данных отсчетов. При помощи данных дополнительной информации кодовые слова отсчетов субполосных сигналов декодируются (восстанавливаются), деквантуются и денормируются (рис. 18.17). В итоге происходит их восстановление в исходную цифровую форму. В инверсном банке фильтров полосные составляющие ЗС вновь объединяются в единый сигнал. Результатом этого является цифровой поток данных на выходе декодера, который уже подготовлен для цифроаналогового преобразования.

**Защита от ошибок**. При передаче цифровых сигналов могут появиться ошибки. Для борьбы с ними здесь используют помехоустойчивое кодирование и временно́е перемежение. Часть цифровых данных на уровне аудиофрейма защищена CRC-кодом. Проверочные 16 битов CRC-кода защищают наиболее важную часть заголовка (Header) аудиофрейма и информацию о распределении масштабных коэффициентов SFSI по субполосам также, как и в Layer 2 стандарта MPEG-1 ISO/IEC 11172-3. Дополнительно 8-битовые проверочные слова CRC-кода используются в аудиофрейме для защиты масштабных коэффициентов SCF субполосных сигналов При этом одним проверочным 8-битовым словом защищена группа масштабных коэффициентов субполосных сигналов: 0–3, 4–7, 8–15, 16–26, где цифрами обозначены номера субполос кодирования, масштабные коэффициенты в которых защищены одним проверочным словом

Помехоустойчивое кодирование применяется также в цифровых потоках каналов MSC и FIC (см рис 18 16,*а*) Для этой цели использован сверточный код с процедурой выкалывания, что позволяет учесть чувствительность разных элементов цифрового потока к ошибкам и реализовать благодаря этой процедуре разные уровни защиты от ошибок в блоках цифровых данных этих каналов Предусмотрено несколько разных уровней защиты

Таблица 18.1

Характеристики и параметры качества системы цифрового радиовещания DAB

| Характеристика | Режим 1 | Режим 2 | Режим 3 | Режим 4 |
|---|---|---|---|---|
| Диапазон несущих частот, МГц | 174...252; 1452...1492 | | | |
| Применение режимов работы | Одночастотная сеть, региональные сети | Региональные и локальные сети, отдельные передатчики | Спутниковое и кабельное радиовещание | |
| Максимальное значение возможной области несущих частот, МГц | 375 | 1500 | 3000 | 750 |
| Номинальное значение центральной несущей частоты радиоканала, МГц, кратно частоте, кГц | 16 | | | |
| Полоса частот радиоканала, МГц, не более | 1,536 | | | |
| Радиосигнал системы DAB: | | | | |
| тип модуляции | COFDM/DQPSK | | | |
| число несущих частот в частотном блоке DAB | 1536 | 384 | 192 | 768 |
| разнос несущих частот, кГц | 1 | 4 | 8 | 2 |
| суммарная длительность символа OFDM, мкс | 1250 | 312,5 | 156,25 | 625 |
| длительность полезной части символа OFDM, мкс | 1000 | 250 | 125 | 500 |
| защитный интервал между символами OFDM, мкс | 250 | 62,5 | 31,25 | 125 |
| частота следования символов OFDM, кГц | 0,8 | 3,2 | 6,4 | 1,6 |
| число битов в символе OFDM | 3072 | 768 | 384 | 1600 |
| модуляция несущих частот в частотном блоке DAB | DQPSK | | | |
| значение фазы несущих, град, для сочетаний пары двоичных символов AB на входе DQPSK-модулятора: | | | | |
| 0 0 | 0 (изменений нет) | | | |
| 0 1 | −90 | | | |
| 1 0 | −270 | | | |
| 1 1 | −180 | | | |
| Системная тактовая частота, МГц | 2,048 | | | |
| Расстояние между передатчиками наземной сети DAB, км | 75 | 18,8 | 9,4 | 48 |
| Формат передачи | По фреймам | | | |
| Длительность фрейма радиосигнала системы DAB, мс | 96 | 24 | 24 | 48 |
| Число символов OFDM во фрейме радиосигнала DAB | 76 | 76 | 153 | 76 |

Для борьбы с групповыми ошибками используется перемежение логических фреймов CIF (см рис 18 16,*а*). Оно выполняется только в канале MSC



*Продолжение табл. 18.1*

| Характеристика | Режим 1 | Режим 2 | Режим 3 | Режим 4 |
|---|---|---|---|---|
| Варианты конфигурации системы DAB и скорости цифровых потоков при передаче звуковых сигналов и сигналов данных, кбит/с: | | | | |
| вариант 1: 9 стереопрограмм | 9 × 2 × 64 = 1152 | | | |
| сигнал данных | 16 | | | |
| вариант 2: 6 стереопрограмм | 6 × 2 × 96 = 1152 | | | |
| сигнал данных | 16 | | | |
| вариант 3: 4 стереопрограммы | 4 × 2 × 128 = 1024 | | | |
| сигнал данных | 144 | | | |
| вариант 4: 2 стереопрограммы | 2 × 2 × 128 = 512 | | | |
| 3 стереопрограммы | 3 × 2 × 96 = 576 | | | |
| сигнал данных | 80 | | | |
| вариант 5: 3 стереопрограммы | 3 × 2 × 128 = 768 | | | |
| 3 стереопрограммы | 3 × 2 × 64 = 384 | | | |
| сигнал данных | 16 | | | |
| вариант 6· 1 стереопрограмма | 1 × 2 × 128 = 256 | | | |
| 4 стереопрограммы | 4 × 2 × 96 = 768 | | | |
| сигнал данных | 80 | | | |
| Суммарная скорость передачи, кбит/с | 2400 | | | |
| Каналы цифровых потоков: | | | | |
| каналы пользователя MSC | Программы радиовещания, сопутствующие им данные, дополнительные данные AIC, которые не могут быть переданы в канале FIC | | | |
| канал быстрой информации FIC | Данные о конфигурации мультиплексирования MCI, сервисная информация SI, информация быстрого доступа FIDS | | | |
| канал синхронизации: | Нулевой и опорный символы OFDM | | | |
| Скорость передачи данных в канале MSC, кбит/с | 2304 | 2304 | 2304 | 2304 |
| Скорость передачи данных в канале FIC, кбит/с | 96 | 96 | 128 | 96 |
| Входные сигналы системы DAB | | | | |
| звуковые сигналы радиовещания: | | | | |
| частота дискретизации, кГц | 48 | | | |
| квантование | Равномерное, 16.. 22 бита | | | |
| предыскажение | Рек 651 МККР | | | |
| интерфейс AES/EBU | Документ IEC 958 | | | |
| полоса частот исходного аналогового сигнала, Гц | 20 20000, 40 15000 | | | |
| цифровые сигналы данных | Связанные с программами радиовещания, сервисная информация, данные о конфигурации мультиплексирования | | | |
| Возможность передачи данных общей информации в каналах пользователя MSC | Имеется | | | |
| Форматы звуковых сигналов | Моно, обычное стерео | | | |

*Окончание табл. 18.1*

| Характеристика | Режим 1 | Режим 2 | Режим 3 | Режим 4 |
|---|---|---|---|---|
| Кодирование звуковых сигналов радиовещания: | | | | |
| стандарт кодирования | MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 | | | |
| уровень кодирования | Layer 2 | | | |
| объем выборки звукового сигнала | 1152 отсчета звукового сигнала | | | |
| длительность звукового фрейма, мс | 24 | | | |
| скорость цифрового звукового потока, кбит/с | 32, 48, 56, 64, 96, 128, 160, 192, 224, 256, 320, 384 | | | |
| Защита от ошибок: | | | | |
| в структуре данных звукового фрейма: | | | | |
| защита преамбулы (Header) | CRC-код | | | |
| защита масштабных коэффициентов SCF | CRC-код | | | |
| в канале пользователя MSC: помехоустойчивое кодирование | Сверточный код, временно́е перемежение логических фреймов | | | |
| в канале быстрого доступа FIC: помехоустойчивое кодирование | Сверточный код | | | |
| в радиоканале | Перемежение (кодирование) несущих частот | | | |
| Скремблирование с целью устранения нежелательной регулярности в передаваемом цифровом сигнале | Имеется | | | |
| Режимы передачи звук/данные | Потоковый, пакетный | | | |
| Режимы передачи звуковых сигналов радиовещания | Моно, обычное стерео, совмещенное стерео | | | |
| Сигнал идентификатора передатчика | Имеется | | | |
| Возможность условного доступа к информации звук/данные | Предусмотрена | | | |

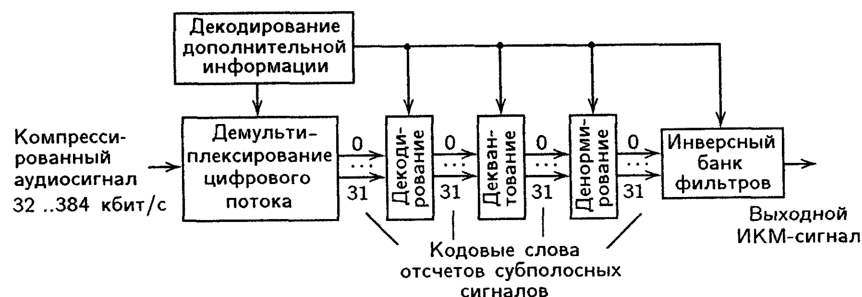



**Рис. 18.17.** Упрощенная структурная схема декодера MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2

Для эффективной борьбы с последствиями селективных затуханий (см. рис. 18.15) используется перемежение цифровых данных суммарного потока по несущим частотам радиоканала, вследствие чего отдельные части цифрового потока одной и той же программы передаются



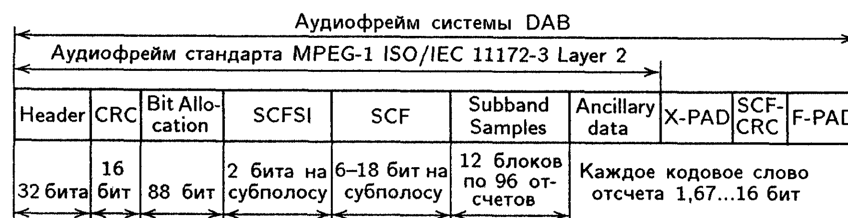



**Рис. 18.18.** Структура данных аудиофрейма системы DAB

одновременно на нескольких несущих частотах, расположенных равномерно во всей полосе частот радиоканала. Подробнее об этом будет сказано чуть позже.

Заметим, что в стандарте MPEG ISO/IEC 11172-3 Layer 2 ошибки по их слышимости классифицируются по пяти ступеням. Сильно заметными на слух (катастрофическими) являются ошибки в битах, определяющих место (позицию) отдельных частей данных и значение коэффициента масштаба. Заметными являются ошибки в трех старших битах масштабных коэффициентов SCF Менее мешающими являются ошибки в младших (низкозначимых) битах значений индексов SCF и в старших информационных битах субполосных составляющих ЗС. Практически неслышимыми являются ошибки в двух самых младших информационных битах субполосных сигналов.

**Аудиофрейм системы DAB**. Структура данных звукового фрейма системы DAB представлена на рис. 18.18. Он содержит дополнительные части по сравнению с аудиофреймом стандарта ISO/IEC 11172-3 (см. гл. 12).

Аудиофрейм стандарта ISO/IEC 11172-3 Layer 2 представляет собой последовательность цифровых данных, включающих:

- служебную информацию (Header);
- избыточные биты CRC-кода (CRC),
- информацию о распределении общего числа битов по субполосам (Bit Allocation);
- информацию о распределении масштабных коэффициентах (SCFSI);
- значения масштабных коэффициентов (Scale Factor, SCF),
- значения нормированных отсчетов полосовых сигналов (Subband Samples),
- биты дополнительных (вспомогательных) данных (Ancillary data)

В системе DAB аудиофрейм дополнительно содержит байты для передачи данных PAD Это поле данных состоит из двух частей X-PAD и F-PAD. Данные F-PAD имеют постоянную длину, равную 2 байтам, здесь передается информация управления в реальном масштабе времени и данные с очень низкой скоростью передачи. Данные X-PAD имеют переменную длину, они передают дополнительную информацию, относящуюся к звуковой программе, например, поясняющий текст Кроме того, аудиофрейм содержит также биты помехоустойчивого кодирования

значений индексов масштабных коэффициентов (SCF-CRC). Большую часть пропускной способности канала передачи занимает передача собственно отсчетов звукового сигнала. Около 10 % общего объема занимает информация о распределении битов и масштабных коэффициентов.

**Модуляция несущих частот в системе DAB**. Структурная схема, поясняющая принцип формирования OFDM-сигнала, показана на рис. 18.19,*а*. Цифровая последовательность, поступающая с выхода мультиплексора, распараллеливается. После этого каждый из полученных цифровых потоков поступает на свой ФМ-модулятор ($ФМ_1$, $ФМ_2$,.., $ФМ_n$), на вторые входы которых подаются сигналы несущих частот ($f_{н1}$, $f_{н2}$,..., $f_{н(n-1)}$, $f_{нn}$). Переход от последовательной к параллельной передаче двоичных символов цифровой последовательности для $n$ несущих частот условно изображен на рис. 18.19,*б*. Здесь $t_1$ — время, необходимое для передачи $n$ двоичных символов (нулей и единиц); $t_s$ — время передачи одного двоичного символа. Очевидно, что при распараллеливании цифрового потока скорость передачи цифровых данных в каждом из субканалов падает в $n$ раз, а время передачи одного символа соответственно возрастает в это же число раз, где $n$ — количество несущих частот.

Полученная совокупность ФМ сигналов поступает на сумматор $\Sigma$, на выходе которого и образуется OFDM-сигнал. В системе DAB несущие частоты ортогональны, для выполнения этого условия они располагаются на интервале, кратном $1/T_s$, где $T_s$ — полезная часть OFDM-символа. При этом каждая из этих несущих модулируется по фазе, образуя QPSK сигнал, после суммирования всего множества этих модулированных по фазе несущих получаем OFDM-сигнал. Интервал времени $T_s$ (рис. 18.19,*б*, справа), в течение которого каждой из несущих передается один цифровой символ, образует OFDM-символ. Число битов, переданных каждым таким OFDM-символом, равно $2n$, ибо для каждой из несущих частот здесь используется квадратурная фазовая модуляция QPSK. Заметим, что рис. 18.19,*а* иллюстрирует лишь идею формирования OFDM-сигнала.

На практике такого множества генераторов несущих частот нет. Да это вряд ли возможно было бы реализовать, ибо число таких несущих частот составляет сотни или даже тысячи (см. табл. 18.1). Обычно исходный цифровой поток демультиплексируется и далее поступает на блок обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), образуя OFDM-сигнал (рис 18.19,*в*). Процесс образования OFDM-символа иллюстрирует рис. 18.19,*г*. При этом совокупность сигналов $S_0$, $S_1$,..., $S_{n-1}$ на выходе мультиплексора рассматривается как совокупность сигналов с постоянным шагом по частоте. Длительность каждого такого сигнала $T_s = T_в n$, где $T_в$ — время передачи одного бита для входного цифрового потока, $n$ — число цифровых потоков на выходе демультиплексора. После суммирования этих сигналов образуется OFDM-символ



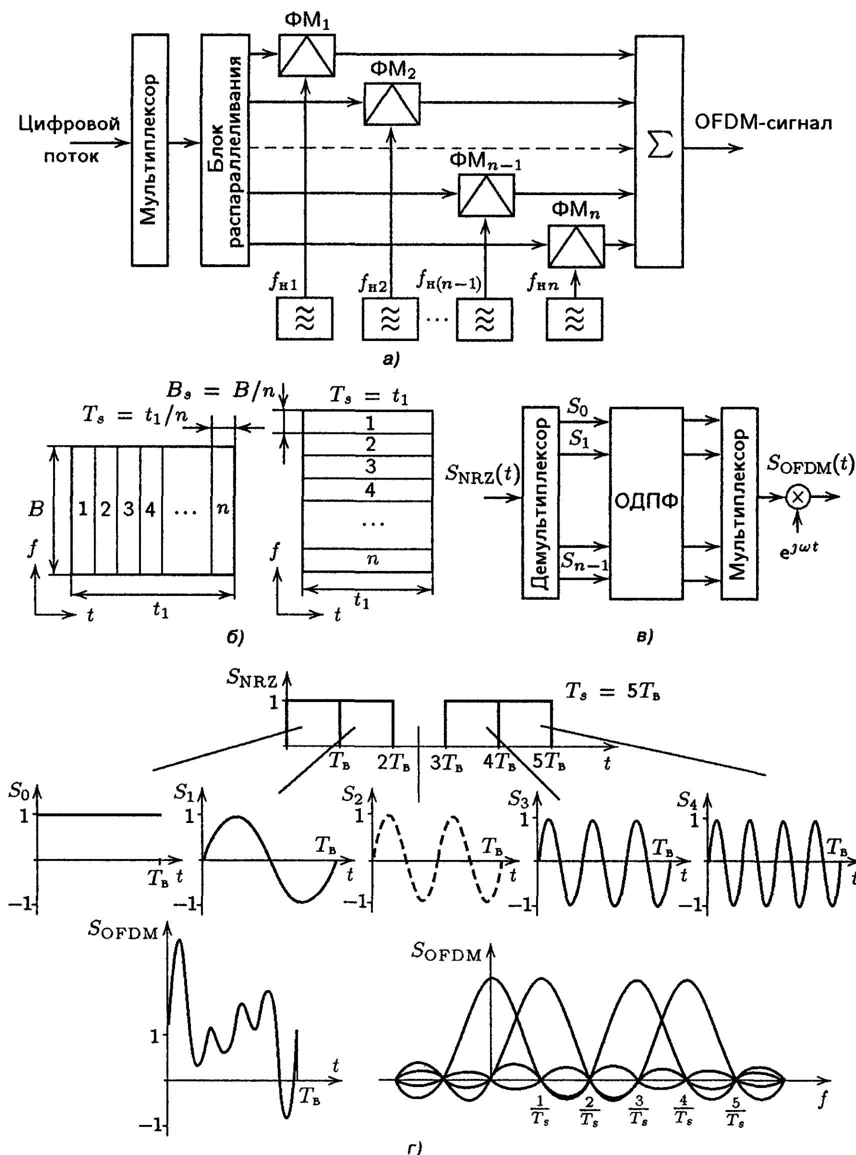



**Рис. 18.19.** К принципу формирования OFDM-сигнала: *а* — концепция формирования OFDM-сигнала; *б* — преобразование последовательной цифровой последовательности символов в параллельную; *в* — устройство формирования OFDM-сигнала; *г* — пример формирования OFDM-символа из пятибитой цифровой последовательности

(рис. 18.19,г). Его можно записать в виде

$$s(t) = s(nT) = \mathrm{Re}\left[\sum_{k=0}^{N-1} S_k \exp\left(j\frac{2\pi knT}{T_s}\right)\right],$$

где $N = T_s/T$ — число несущих частот; $1/T$ — системная тактовая частота. Сравним это выражение с формулой для ОДПФ:

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(j\frac{2\pi kn}{N}\right).$$

Оба эти выражения предполагают действия с комплексными величинами, они тождественны, если предположить, что $N = T_s/T$. Изложенное подтверждает возможность использования для получения OFDM-символа ОДПФ. Заметим, что в системе DAB системная тактовая частота $1/T = 2{,}048$ МГц. Для получения OFDM-сигнала можно использовать не только вещественную, но и мнимую часть ОДПФ. Если (после вычисления вещественной $S_i(t)$ и мнимой $S_q(t)$ частей ОДПФ) умножить вещественную часть на колебание с частотой $f_0$, а мнимую часть — на квадратурное колебание той же частоты, но сдвинутое по фазе по отношению к исходному на 90°, то при суммировании этих произведений получим OFDM-сигнал, но уже смещенный по частоте на значение $f_0$. Эта операция соответствует переносу спектра OFDM-сигнала в полосу частот радиоканала:

$$s_f(t) = \sum_{k=0}^{N-1}\{S_{ik}(t)\cos[2\pi(f_k+f_0)t] - s_{qk}(t)\sin[2\pi(f_k+f_0)t]\}.$$

Теперь, после этих пояснений, приведем выражение для OFDM-сигнала в том виде, как оно представлено в стандарте:

$$s(t) = \mathrm{Re}\left\{\exp(2j\pi f_c t)\sum_{m=-\infty}^{\infty}\sum_{l=0}^{L}\sum_{k=-K/2}^{K/2} Z_{m,l,k}\, g_{k,l}[t - mT_{\mathrm{F}} - \right.$$

$$\left. - T_{\mathrm{NULL}} - (l-1)T_s]\right\}; \quad g_{k,l} = \exp[2j\pi k(t-\Delta)T_U]\mathrm{Re}\, ct(t/T_s),$$

$$l = 1, 2, ..., L; \quad T_s = T_U + \Delta,$$

где $L$ — число OFDM-символов на фрейм передачи (здесь нулевой символ исключен); $K$ — число несущих частот; $T_{\mathrm{F}}$ — длительность фрейма передачи; $T_{\mathrm{NULL}}$ — длительность нулевого символа; $T_s$ — длительность OFDM-символов с номерами $l = 1, 2, ..., L$; $T_U = 1/\Delta f$ — длительность интервала между несущими частотами; $\Delta$ — длительность защитного интервала; $Z_{m,l,k}$ — DQPSK-символ для несущей $k$ для OFDM-символа $i$ и для фрейма $m$; $f_c$ — центральная частота радиосигнала.

Полоса частот радиоканалов для каждой из множества несущих $f_{\text{н}1}$, $f_{\text{н}2}, \ldots, f_{\text{н}n}$ показана на рис. 18.20,*а*. Жирной линией здесь изображена



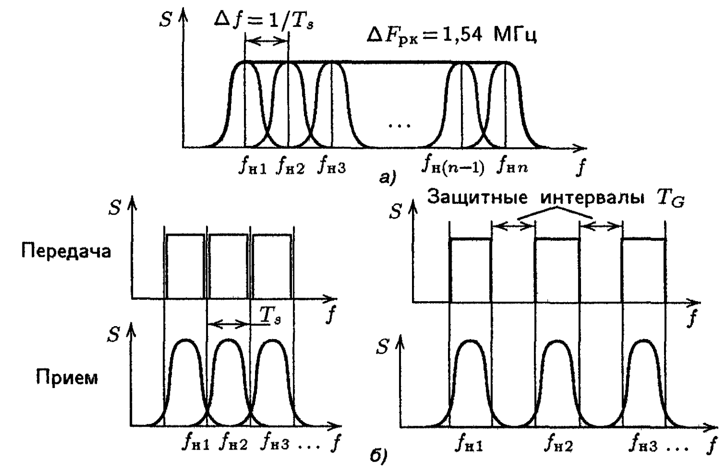



**Рис. 18.20.** Спектр (*а*) и защитный интервал (*б*) при OFDM-модуляции

полная полоса частот радиоканала $\Delta F_{\text{рк}}$ системы DAB, составляющая 1,54 МГц. Вследствие ортогональности несущих частот модулированные сигналы разделяются друг от друга без помех.

Интервал времени $T_s$, в течение которого осуществляется передача одного символа при помощи $n$ несущих, образует полезную часть OFDM-символа. Между символами OFDM имеется так называемый защитный интервал длительностью $T_g$ (рис. 18.20,*б*). Защитный интервал размещается в начале OFDM-символов. Его длительность не превышает 1/4 полезной части символа $T_s$. Благодаря введению защитного интервала декодер игнорирует часть отраженных сигналов. Длительность защитного интервала должна удовлетворять условию $T_g \geqslant d/c$, где $d$ — расстояние между передатчиками, $c$ — скорость распространения волны. Если это условие выполнено, то приемники не испытывают помех от наложения сигналов, поступающих от соседних передатчиков одночастотной сети. При $d = 60$ км длительность защитного интервала должна быть не менее 200 мкс.

В системе DAB последовательность следования во времени символов 1, 2,..., $n$ несущих $f_{\text{н}1}$, $f_{\text{н}2}, \ldots, f_{\text{н}n}$ кодируется определенным образом. Можно говорить о кодированном перемежении во времени несущих частот $f_{\text{н}1}$, $f_{\text{н}2}, \ldots, f_{\text{н}n}$ (рис. 18.21,*а*) или (что тоже самое) о перемежении цифровых данных по несущим частотам. В результате этого кодирования образуется COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex) сигнал и соответственно COFDM-символы, которые и передаются по радиоканалу системы DAB.

**Режимы работы и радиосигнал системы DAB.** Для использования системы DAB в различных конфигурациях передающей сети и в широком диапазоне рабочих частот предназначены четыре режима передачи (см. табл 18.1)

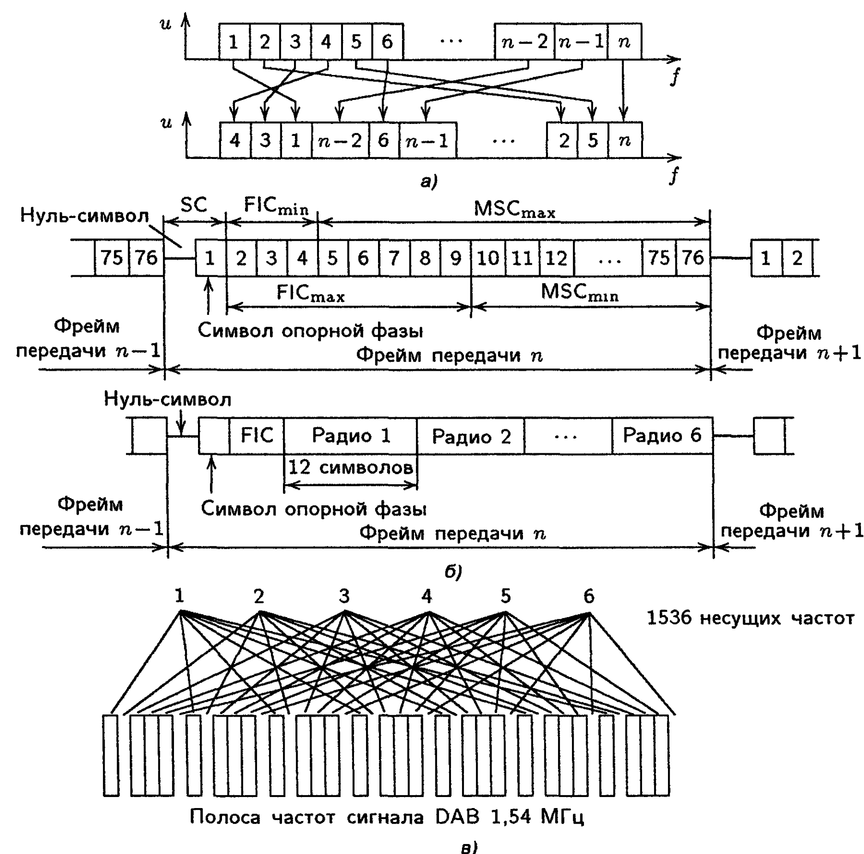



**Рис. 18.21.** К образованию COFDM-сигнала (*а*), структура фрейма передачи системы DAB в укрупненном виде для режимов работы I и II (*б*) и иллюстрация принципа передачи сигналов звуковых программ по радиоканалу системы DAB (*в*)

Передаваемый сигнал имеет фреймовую структуру длительностью 96 (режим 1), 24 (режимы 2 и 3) и 48 мс (режим 4). Фрейм передачи системы DAB состоит из последовательности трех групп символов: символы канала синхронизации, символы канала быстрой информации FIC и символы канала MSC. Символы канала синхронизации содержат нуль-символ и опорный фазовый символ (рис. 18.21,*б*).

Аудиоданные распределяются равномерно в общей сложности на $n$ несущих частот (рис. 18.21,*в*). Здесь цифрами 1, 2,..., 6 обозначены номера звуковых программ. К каждой стереопрограмме относятся несколько несущих частот, которые распределены равномерно по всей полосе частот DAB сигнала и на которые биты аудиоданных распределяются пучками. Общая полоса пропускания радиоканала составляет 1,54 МГц. Если один или несколько узкополосных каналов несущих



из-за помех выходят из строя, то это корректируется в приемнике вследствие избыточности при передаче.

Система DAB обеспечивает надежный прием звуковых программ в ситуациях, когда условия радиоприема и характеристики радиоканала непрерывно и достаточно быстро изменяются.

## 18.6. Система цифрового радиовещания DRM

### 18.6.1. Основные технические характеристики системы

Digital Radio Mondiale (DRM — всемирное цифровое радио) — это многофункциональная система цифрового радиовещания (ЦРВ), которая предназначена для применения в диапазонах частот, не превышающих 30 МГц, и распределенных радиовещательных службах [9, 29].

Значения граничных частот радиовещательных диапазонов приведены в гл. 16 (табл. 16.2).

Эта система ЦРВ позволяет реализовать стереофоническое звуковое радиовещание с качеством звуковоспроизведения, характерным для УКВ ЧМ радиовещания и намного более высоким, чем при АМ радиовещании. Возможна также передача монофонических программ, речевых сигналов и разнообразной дополнительной информации (данные, относящиеся к программам, независимые данные, текстовая и графическая информация, неподвижные изображения).

При необходимости система DRM обеспечивает передачу в одном канале сигнала цифрового радиовещания и аналогового вещательного сигнала с амплитудной (АМ) или однополосной (ОМ) модуляцией. Технические решения, примененные в системе DRM, обеспечивают высокую устойчивость приема сигналов при наличии неблагоприятных факторов в каналах передачи (помехи, замирания, многолучевое распространение, эффект Доплера и др.). Это позволяет осуществлять качественный прием сигналов DRM в стационарных и походных условиях, а также в автомобилях или других подвижных объектах.

При организации DRM-вещания возможно использование одночастотной сети (Single Frequency Network, SFN), состоящей из передатчиков, работающих в синхронном режиме на одной и той же частоте (в одном радиоканале). Такая организация вещания позволяет многократно расширять зоны обслуживания при существенной экономии радиочастотного спектра.

Система DRM спроектирована таким образом, что обеспечивает выполнение разнообразных требований радиовещательных служб во всем мире. Для случая передачи одной и той же программы одновременно в разных радиоканалах в системе DRM предусмотрена функция автоматической настройки приемника на частоту канала, обеспечивающего наилучшее качество радиоприема.

Основные технические характеристики системы DRM:

| | |
|---|---|
| Диапазоны частот, МГц | Менее 30 |
| Полосы частот радиоканалов, кГц | 4,5; 5, 9; 10; 18, 20 |
| Возможность совместной передачи в одном радиоканале сигналов аналогового радиовещания и DRM-сигналов | Имеется |
| Виды сигналов, поступающих от поставщиков радиопрограмм | Звуковые сигналы; речевые сигналы; данные |
| Режимы передачи звуковых сигналов | Стерео, моно |
| Методы кодирования звуковых сигналов | MPEG-4 AAC; MPEG-4 CELP; MPEG-4 HVXC |
| Метод расширения диапазонов воспроизводимых звуковых частот | Spectral Band Replication (SBR) |
| Диапазон скоростей передачи цифровых звуковых (включая речевые) сигналов, кбит/с | 2...72 |
| Способы модуляции сигналов | QAM; OFDM |
| Методы защиты информации от ошибок | Сверточное кодирование; перемежение битов, перемежение QAM-ячеек |

### 18.6.2. Передающая часть системы DRM

Концептуальная структурная схема передающей части системы представлена на рис. 18.22.

В системе DRM обработка первичных цифровых сигналов, поступающих от поставщиков радиовещательных программ, производится в несколько этапов.

Первый этап — кодирование указанных сигналов. Цель кодирования — снижение скоростей передачи соответствующих цифровых потоков (ЦП). При ограниченной пропускной способности канала передачи сигналов DRM это позволяет увеличить количество передаваемых программ. Такое кодирование не должно приводить к заметному ухудшению качества звуковоспроизведения на приемной стороне по сравнению с исходным звуковым сигналом (ЗС).

В системе DRM применяются три метода кодирования первичных цифровых звуковых сигналов: MPEG-4 AAC, MPEG-4 CELP и MPEG-4 HVXC. Описание этих методов содержится в стандартах ISO/IEC 14496-3 и ISO/IEC 14496-3/Amd1. Метод кодирования MPEG-4 AAC (Advanced Audio Coding — усовершенствованное звуковое кодирование) применяется для обработки относительно широкополосных звуковых сигналов. При этом в системе DRM может выполняться дополнительная обработка ЗС по методу Spectral Band Replication (SBR — копирование спектральных полос). Применение метода SBR позволяет расширить диапазон воспроизводимых частот ЗС более чем в 2 раза за счет воссоздания высокочастотных составляющих спектра ЗС. При этом используется информация, содержащаяся в более низкочастотных спектральных составляющих ЗС.



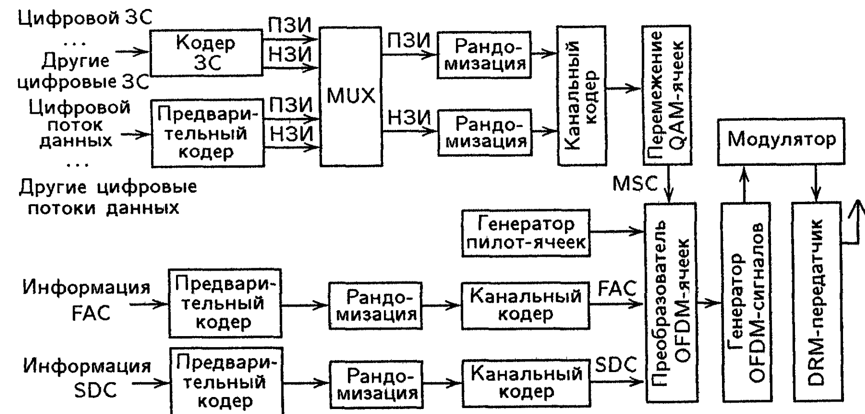



**Рис. 18.22.** Концептуальная структурная схема передающей части системы DRM: ПЗИ — повышенная защита информации; НЗИ — нормальная защита информации

Методы кодирования MPEG-4 CELP (Code Excited Linear Prediction — линейное предсказание с кодовым возбуждением) и MPEG-4 HVXC (Harmonic Vector eXitation Coding — кодирование с гармоническим векторным возбуждением) применяются для кодирования речевых сигналов при низких скоростях ЦП.

Диапазон используемых скоростей передачи ЦП звуковых и, в частности, речевых сигналов в системе DRM составляет от 2 до 72 кбит/с. Скорость ЦП, равная 2 кбит/с, соответствует передаче речевого сигнала с качеством, характерным для телефонной связи, а при скорости ЦП, равной 72 кбит/с, можно передать стереофонический ЗС с достаточно высоким качеством.

В тракте передачи системы DRM формируются три канала:

Main Service Channel (MSC — главный канал передачи пользовательской информации или главный сервисный канал);

Fast Access Channel (FAC — канал быстрого доступа);

Service Description Channel (SDC — канал описания пользовательской информации).

Канал MSC формируется на выходе мультиплексора пользовательской информации MUX. На вход мультиплексора поступают ЦП, которые соответствуют кодированным звуковым, речевым сигналам или сигналам дополнительной информации. Эти ЦП разделяются на части с повышенной и нормальной защитой от ошибок. Повышенная защита применяется для частей ЦП, наиболее чувствительных к ошибкам.

В мультиплексоре эти ЦП объединяются. Сформированный канал MSC также содержит части с повышенной и нормальной защитой от ошибок.

В блоках рандомизации или рассеивания энергии (energy dispersal [29]) ЦП дополняются псевдослучайными последовательностями битов

с целью устранения систематических повторений комбинаций двоичных символов и возникающей при этом нежелательной регулярности в передаваемом сигнале

В канальных кодерах выполняется помехоустойчивое кодирование информации, которое базируется на сверточных кодах, перемежение битов в целях рассредоточения групповых ошибок и преобразование информации в так называемые QAM-ячейки (Quadrature Amplitude Modulation), т.е. определенные кодовые комбинации, рассмотренные ниже. QAM-ячейки в канале MSC подвергаются перемежению, что позволяет повысить устойчивость приема сигналов в каналах с изменяющимися характеристиками (например, при приеме радиосигналов DRM, отраженных от ионосферы, в диапазоне коротких волн).

В канале быстрого доступа FAC передается информация о полосе частот, занимаемых радиосигналами DRM, режиме модуляции, количестве и типах ЦП в MSC, идентификации программ и др.

Канал SDC предназначен для передачи информации о конфигурации мультиплексирования MSC, условном доступе, частоте сигнала, районе обслуживания, языке вещания, времени, дате и др.

Перемежение QAM-ячеек в каналах FAC и SDC не применяется. Это позволяет исключить временны́е задержки, связанные с процедурой перемежения, и повысить оперативность работы приемника DRM. Тем не менее информация, передаваемая в каналах FAC и SDC, имеет достаточно высокую степень защиты от ошибок.

Генератор пилот-ячеек, которые определены ниже, обеспечивает возможность синхронной демодуляции DRM-сигналов в соответствующих приемниках.

Основной функцией преобразователя OFDM-ячеек (Orthogonal Frequency Division Multiplexing — мультиплексирование с ортогональным частотным разделением) является распределение различных классов ячеек по времени и частоте с целью формирования в дальнейшем OFDM-сигналов, которые состоят из OFDM-символов (элементарных OFDM-сигналов).

Генератор OFDM-сигналов преобразует каждое множество ячеек с одинаковыми временны́ми индексами в набор параметров модуляции для заданного количества несущих OFDM-сигнала, равномерно распределенных по частоте, а также для определенного интервала времени. Таким образом формируется используемая часть OFDM-символа Далее образуется полный OFDM-символ Для этого перед используемой частью OFDM-символа вводится временно́й защитный интервал, в течение которого передается фрагмент используемой части OFDM-символа. Защитный интервал имеет установленную длительность и служит для ослабления влияния на качество приема эффекта межсимвольной интерференции, который может возникать при передаче OFDM-сигналов (DRM-сигналов) по реальным каналам связи



В модуляторе производится преобразование OFDM-сигнала из цифровой в аналоговую форму, частотное преобразование вверх и фильтрация с целью выполнения требований МСЭ-Р к спектрам передаваемых радиосигналов Далее сигнал поступает на вход DRM-передатчика и затем передается в виде радиоволн.

Рассмотрим передающую часть системы DRM более подробно.

### 18.6.3. Кодирование первичных цифровых звуковых сигналов в системе DRM

Для кодирования первичных цифровых звуковых сигналов (например, музыкальных программ, радиопостановок и т.д.) или, как частный случай ЗС, речевых сигналов (например, комментариев к спортивным соревнованиям, репортажей и др ), поступающих от поставщиков программ, в системе DRM применяются методы кодирования, рассмотренные ниже.

Методы кодирования первичных цифровых ЗС иллюстрирует рис. 18.23,*а*, а методы декодирования — рис. 18.23,*б*.

**Метод кодирования звуковых сигналов MPEG-4 AAC.** Для кодирования относительно широкополосных звуковых сигналов в системе DRM применен метод MPEG-4 AAC (стандарты ISO/IEC 14496-3 и ISO/IEC 14496-3/Amd1) как оптимальный по критериям качества воспроизведения, снижения скорости передачи цифрового ЗС и устойчивости функционирования системы в целом.

Метод кодирования первичных цифровых звуковых сигналов MPEG-4 AAC подробно был рассмотрен в гл. 12. Однако его применение в системе DRM имеет свою специфику, которая заключается в следующем:

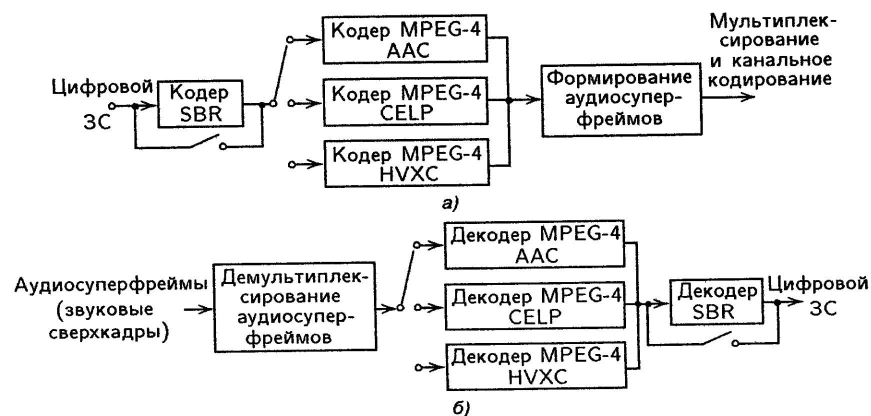



**Рис. 18.23.** Иллюстрации методов кодирования (*а*) и декодирования (*б*) цифровых звуковых (речевых) сигналов в системе DRM

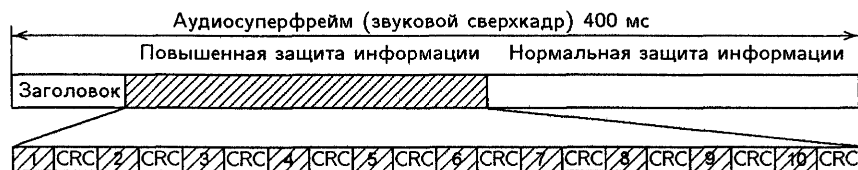



**Рис. 18.24.** Пример построения аудиосуперфрейма при использовании метода MPEG-4 AAC для случая передачи стереофонического сигнала

- в системе DRM применен устойчивый к ошибкам вариант 2 алгоритма MPEG-4 AAC (Object Type ID-17, являющийся частью профиля High Quality Audio Profile);
- разрешены частоты дискретизации звуковых сигналов $f_д = 12$ и 24 кГц;
- длительность сформированных в кодере аудиофреймов (звуковых кадров) равна 80 мс при $f_д = 12$ кГц и 40 мс при $f_д = 24$ кГц, что соответствует 960 отсчетам кодируемого звукового сигнала;
- из аудиофреймов формируются аудиосуперфреймы (звуковые сверхкадры), длительность которых равна 400 мс; таким образом, один аудиосуперфрейм содержит 5 аудиофреймов, имеющих длительность 80 мс, или 10 аудиофреймов с длительностью каждого 40 мс;
- один аудиосуперфрейм всегда расположен в одном логическом фрейме (определение логического фрейма дано ниже); это позволяет исключить дополнительную синхронизацию при кодировании и декодировании ЗС.

Как правило, применяется неравная защита от ошибок (Unequal Error Protection, UEP), при использовании которой наиболее чувствительная к ошибкам часть информации имеет повышенную защиту от ошибок, а оставшаяся часть — нормальную.

Частота дискретизации $f_д = 24$ кГц применяется при кодировании стереофонических сигналов.

Пример построения аудиосуперфрейма MPEG-4 AAC для случая передачи стереофонического сигнала представлен на рис. 18.24.

**Метод копирования спектральных полос** (Spectral Band Replication, SBR) — это средство улучшения качества воспроизведения ЗС при их передаче по низкоскоростным цифровым каналам.

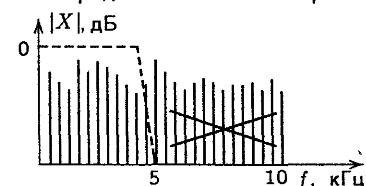



**Рис. 18.25.** Пример подавления высокочастотных составляющих в спектре звукового сигнала

Известно, что подавление высокочастотных составляющих в спектре ЗС (рис. 18 25) приводит к искажению его тембра Тембр ЗС становится более глухим и тусклым, а речевой сигнал, кроме того, — менее разборчивым и понятным.

Тем не менее в ряде случаев разработчики вынуждены ограничивать спектр ЗС, так как, в соответствии с тео-






**Рис. 18.26.** Иллюстрация принципов кодирования и декодирования цифровых звуковых сигналов при использовании методов MPEG-4 AAC и SBR

ремой Котельникова, при аналогово-цифровом преобразовании ЗС максимальная частота спектра ЗС $F_{max}$ должна соответствовать выражению $F_{max} \leqslant f_д/2$, где $f_д$ — частота дискретизации. Например, при $f_д = 12$ кГц $F_{max} \leqslant 6$ кГц.

Метод SBR позволяет расширить полосу воспроизводимых частот ЗС сверх указанного предела. Он основан на том, что подавленные на передающей стороне высокочастотные составляющие спектра ЗС могут быть приблизительно воссозданы на приемной стороне при использовании существующей связи между низкочастотными и высокочастотными составляющими спектра исходного звукового сигнала (рис. 18.26). На приемной стороне производится копирование части низкочастотных составляющих спектра ЗС и перенос их в высокочастотную область. Для улучшения слухового восприятия ЗС огибающая воссозданной высокочастотной части спектра не должна существенно отличаться от огибающей спектра исходного ЗС. Это достигается путем передачи от кодера к декодеру SBR дополнительной информации, позволяющей формировать огибающую высокочастотной части спектра в приемнике DRM. Для передачи такой информации требуется цифровой поток со скоростью передачи примерно 2 кбит/с на канал. При этом важно поддержание соотношений между гармоническими и шумоподобными компонентами в воссозданной высокочастотной части спектра ЗС. Поэтому на приемной стороне системы производится селективное дополнение высокочастотной части спектра реконструированного ЗС шумоподобными компонентами.

Существуют два различных протокола кодирования цифровых ЗС, предусматривающих совместное использование методов SBR и MPEG-4: SBR и MPEG-4 AAC; SBR и MPEG-4 CELP. В системе DRM пока планируется использование первого из этих протоколов.

Структурная схема, иллюстрирующая процесс декодирования звукового сигнала, подвергнутого кодированию методами MPEG-4 AAC и SBR, представлена на рис 18 27.

Цифровой поток поступает с выхода декодера MPEG-4 AAC на вход 32-полосного анализирующего банка фильтров В каждой из 32 субполос образуются группы по 30 отсчетов ЗС В результате на выходе анализирующего банка фильтров формируются 960 отсчетов ЗС. Эти отсчеты поступают на устройство задержки, которое необходимо для согласования по времени сигналов низкочастотных и высокочастотных

**Рис. 18.27.** Структурная схема, поясняющая процесс декодирования звуковых сигналов при использовании методов кодирования MPEG-4 AAC и SBR

субполос, и на устройство воссоздания высокочастотных спектральных составляющих. На это же устройство поступает необходимая информация с блока деформатирования цифрового потока SBR.

На передающей стороне системы DRM отсчеты огибающей ЗС и шумоподобных компонентов квантуются и кодируются методом дельта-модуляции. Затем эта информация кодируется при помощи кода Хаффмана и передается на декодер SBR. Декодер Хаффмана преобразует принятые кодовые слова в квантованные отсчеты огибающей ЗС и шумоподобных компонентов.

В кодере SBR проводится адаптивное группирование субполосных отсчетов ЗС во временнóй и частотной областях Информация о частотных диапазонах и временны́х интервалах, действительных для каждой группы отсчетов ЗС (частотно-временные параметры), передается на декодер.

Границы временны́х интервалов выбираются в соответствии со свойствами ЗС. Более длинные интервалы используются для квазистационарных ЗС, а более короткие — для быстро изменяющихся звуковых сигналов. Временны́е и частотные параметры, определяющие шумоподобные спектральные составляющие ЗС, передаются аналогичным образом.

На приемной стороне информация с выходов декодера Хаффмана и устройства управления частотно-временными параметрами поступает на вход блока расчета коэффициентов усиления. Эти коэффициенты необходимы для формирования огибающей высокочастотной части спектра ЗС в блоке регулировки усиления.

Синтезирующая фильтрация задержанных отсчетов низкочастотных субполос и высокочастотных субполосных отсчетов, прошедших процедуру регулировки усиления, выполняется при помощи 64 канального банка фильтров. Отсчеты низкочастотных субполос поступают на низшие 32 канала синтезирующего банка фильтров, а высокочастотных — на остальные 32 канала, соответствующие высоким частотам





**Рис. 18.28.** Вид аудиофрейма MPEG-4 AAC+SBR

На выход синтезирующего фильтра поступают 1920 отсчетов ЗС на один принятый аудиофрейм MPEG-4 AAC+SBR. Каждый такой аудиофрейм, формируемый на передающей стороне, состоит из двух частей, относящихся к MPEG-4 AAC и SBR соответственно (рис. 18.28).

Биты SBR расположены в конце фрейма. Направления считывания битов в частях, относящихся к MPEG-4 AAC и SBR, противоположны, что облегчает поиск стартовых позиций обеих частей фрейма.

Для звуковых сигналов, скорости передачи которых равны или больше 20 кбит/с, метод кодирования SBR должен быть использован в обязательном порядке. При меньших скоростях передачи ЗС метод SBR может быть использован по мере необходимости.

Эффективность метода SBR можно оценить на представленном ниже примере кодирования монофонического ЗС. Для этого случая получены следующие данные:

Скорость передачи ЗС, кбит/с .......... 22
Длительность звукового кадра, мс .......... 40
Частота дискретизации MPEG-4 AAC, кГц .......... 24
Частота дискретизации SBR, кГц .......... 48
Частотный диапазон ЗС при применении MPEG-4 AAC, кГц .......... 0...6
Частотный диапазон ЗС за счет применения SBR, кГц .......... 6...15,2
Средняя скорость цифрового потока SBR на канал, кбит/с .......... 2

При кодировании ЗС методом MPEG-4 AAC в данном случае можно обеспечить диапазон воспроизводимых частот от 0 до 6 кГц. Применение дополнительно метода SBR позволяет расширить диапазон воспроизводимых частот с 6 до 15,2 кГц. При этом общая скорость передачи цифрового потока составляет примерно 22 кбит/с.

**Метод кодирования MPEG-4 CELP** стандарта ISO/IEC 14496-3 предназначен для обработки речевых сигналов (РС).

Устройства цифрового кодирования речи можно разделить на две группы: кодеры формы сигнала и вокодеры [8]. На практике применяют в основном три основных класса кодеров: кодеры формы, вокодеры и гибридные кодеры

Кодеры формы характеризуются способностью сохранять основную форму речевого сигнала. К ним относятся кодеры с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ), кодеры с дифференциальной ИКМ (ДИКМ), адаптивной дифференциальной ИКМ (АДИКМ) и др Системы передачи с подобным типом кодеров обеспечивают хорошее качество воспроизведения речевых сигналов (стандартная полоса частот которых 300 ..3400 Гц) и более широкополосных звуковых сигналов, однако они малоэффек-

тивны с точки зрения снижения скоростей передачи цифровых сигналов. Так, стандартный телефонный речевой сигнал в системе с ИКМ и мгновенным компандированием передается со скоростью 64 кбит/с. Применение АДИКМ позволяет снизить скорость передачи такого сигнала при сохранении приемлемого качества воспроизведения речи до 32 кбит/с, т.е. всего в 2 раза.

Вокодеры (от английских слов voice — голос и coder — кодирующее устройство) обеспечивают значительно большее снижение скоростей передачи речевых сигналов. Сжатие информации на передающей стороне производится в анализаторе, выделяющем из речевого сигнала медленно меняющиеся составляющие, которые передаются по каналу связи в виде кодовых комбинаций.

На приемной стороне имеются местные источники сигналов. Управление ими осуществляется на основе информации, содержащейся в указанных кодовых комбинациях. В результате синтезируется речевой сигнал.

Работа вокодеров основана на моделировании звуков речи с учетом ее особенностей. Вокодер преобразует входной сигнал в некий другой, похожий на исходный. При этом измеряемые характеристики используются для подстройки параметров вокодера в соответствии с принятой моделью речевого сигнала. Именно эти параметры и передаются на декодер приемника, который по ним восстанавливает (синтезирует) речевой сигнал. При этом оценка качества воспроизведения речи (разборчивость, естественность, узнаваемость и др.) обычно производится с применением субъективно-статистических экспертиз.

Наибольшее распространение получили параметрические вокодеры, в которых из речевого сигнала выделяют два типа параметров: параметры, характеризующие огибающую спектра речевого сигнала (фильтровую функцию), и параметры, характеризующие источник речевых колебаний (генераторную функцию): частоту основного тона, ее изменения во времени, моменты появления и исчезновения основного тона, шумового сигнала и др. По этим параметрам на приемной стороне синтезируют речь

**Вокодеры с линейным предсказанием** (Linear Predictive Coding, LPC) при анализе речевого сигнала в передающем устройстве определяют коэффициенты предсказания, а в приемном устройстве на основе этих коэффициентов при помощи рекурсивного цифрового фильтра синтезируется эквивалент голосового тракта

Принцип метода линейного предсказания состоит в том, что прогнозируемая величина речевого сигнала $\hat{\lambda}(h)$ в момент выборки $h$ определяется как линейно взвешенная сумма значений сигнала в моменты предшествующих выборок [8]:

$$\hat{\lambda}(h) = \sum_{m=1}^{p} \lambda(h-m)a_m,$$



где $\lambda(h-m)$ — значения речевого сигнала в моменты предшествующих выборок; $m = 1, 2, ..., p$; $p$ — порядок предсказания; $a_m$ — коэффициенты предсказания Интервалы времени между моментами выборок определяются частотой дискретизации $t_h - t_{h-1} = 1/f_д$. В момент $h$, когда известны не только предсказанное значения $\hat{\lambda}(h)$, но и истинное значение речевого сигнала, можно определить ошибку предсказания $\varepsilon(h) = \lambda(h) - \hat{\lambda}(h)$ и затем подобрать коэффициенты предсказания таким образом, чтобы эта ошибка была минимальной.

Коэффициенты предсказания, значения которых передаются по каналу связи на приемную сторону, используются в качестве переменных параметров в рекурсивном цифровом фильтре, на вход которого подаются сигналы возбуждения. При воспроизведении вокализованных звуков (гласных) — это последовательность импульсов с частотой основного тона, а при воспроизведении невокализованных звуков (согласных) это случайная последовательность импульсов, формируемых генератором шума.

При кодировании с линейным предсказанием моделируются различные параметры человеческой речи, которые передаются вместо отсчетов речевого сигнала или их разностей. Это позволяет существенно снизить скорость передачи речевого сигнала по сравнению с методами ИКМ, ДИКМ, АДИКМ.

Широко применяемый в настоящее время метод кодирования с линейным предсказанием предусматривает формирование групп отсчетов, для каждого из которых вычисляется и передается частота основного тона, его амплитуда и информация о типе возбуждающего воздействия (гармоническое, негармоническое). Структура синтезатора речи с линейным предсказанием показана на рис. 18 29. Здесь сигналы возбуждения имеют вид последовательности импульсов на частоте основного тона (для вокализованных звуков) или случайного шума (для невокализованных звуков). Различные комбинации спектральных составляющих речи, образующейся, в частности, за счет работы голосовых связок, языка и губ человека, могут быть промоделированы цифровым фильтром с изменяющимися параметрами При линейном предсказании обычно производится спектральный анализ речи и выполняется построение систем анализа-синтеза. Во всех случаях параметры синтезатора обновляются при смене анализируемых кадров речевого сигнала Чтобы избежать эффектов, связанных со скачками значений параметров, необходимо плавно их изменять при помощи интерполяции при переходе от одного фрагмента (сегмента) речи к другому

При кодировании речевых сигналов по методу LPC обычно применяют метод анализа через синтез (Analysis-by-Synthesis, AbS). При этом синтезатор (основной элемент декодера речевого сигнала) используется как составная часть кодера (рис 18 30,*а*) На основе формируемых данных производится синтез речевого сигнала Синтезированный речевой сигнал сравнивается в процессе передачи с реальным сигналом, посту-

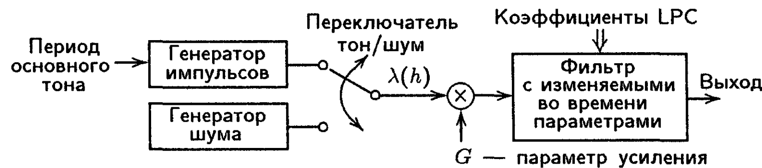



**Рис. 18.29.** Структура синтезатора речи с линейным предсказанием

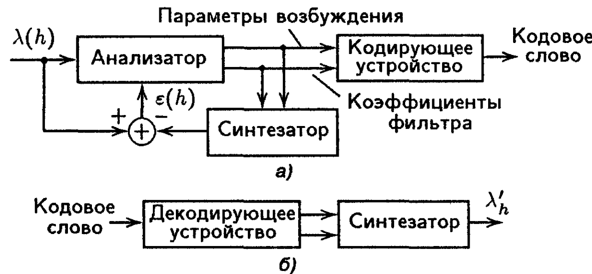



**Рис. 18.30.** Иллюстрация метода анализа через синтез (AbS): *а* — кодер; *б* — декодер

пающим на вход устройства. Сигнал ошибки $\varepsilon(h)$, получаемый в результате вычитания истинного и синтезированного сигналов, используется для повышения достоверности оценки кодируемых и передаваемых параметров. Структурная схема декодера представлена на рис. 18.30,*б* ($\lambda'(h)$ — значение речевого сигнала для момента времени $h$, полученное после декодирования).

По существу системы кодирования, использующие метод LPC, отличаются лишь способами генерирования возбуждающего воздействия и выбора параметров моделирующего фильтра.

**Векторное квантование и кодовые книги.** Когда набор значений амплитуд речевого сигнала, дискретизированного по времени, квантуется совместно как единый вектор, такой процесс называется векторным квантованием (Vector Quantization, VQ), известный также как блочное квантование [8].

Будем считать, что $\mathbf{\Lambda} = [\lambda_1, \lambda_2, ..., \lambda_N]^T$ представляет собой $N$-мерный вектор с действительными значениями ($T$ означает сдвиг по времени), а $\lambda_k$ — случайным образом меняющийся компонент с непрерывной амплитудой, где $1 \leqslant k \leqslant N$. При векторном квантовании вектору $\mathbf{\Lambda}$ ставится в соответствие другой $N$-мерный вектор $\mathbf{y}$ с действительными значениями и дискретными амплитудами. Таким образом $\mathbf{\Lambda}$ квантуется как $\mathbf{y}$. Другими словами, $\mathbf{y}$ используется для представления $\mathbf{\Lambda}$.

Обычно $\mathbf{y}$ выбирается из конечного набора значений $\mathbf{Y}$:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{y}_i, \quad 1 \leqslant i \leqslant L, \quad \mathbf{y}_i = [\mathbf{y}_{i1}, \mathbf{y}_{i2}, .\,., \mathbf{y}_{iN}]^T.$$

Набор значений $\mathbf{Y}$ называется кодовой книгой или шаблоном; $L$ — размер кодовой книги; $\mathbf{y}_i$ — набор векторов кодовой книги.



Структурная схема простого векторного квантователя представлена на рис. 18.31. В линию связи передают только индексы $i$ векторов $\mathbf{y}_i$, входящих в кодовую книгу. На приемной стороне имеется такая же кодовая книга. По принятому индексу $i$ восстанавливают вектор $\mathbf{y}_i$.

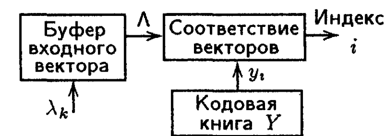



**Рис. 18.31.** Структурная схема векторного квантователя

Некоторые кодовые книги рассчитываются заранее и не изменяются. Они называются фиксированными кодовыми книгами. Другие кодовые книги могут обновляться в процессе работы. Одним из способов сделать кодовую книгу следящей за характеристиками входного вектора с течением времени является ее адаптация. Такие кодовые книги называются адаптивными. При обработке речевых сигналов применяются также случайные кодовые книги. Примером такой книги может быть гауссовская кодовая книга, которая содержит случайным образом выбранные векторы, сами содержащие случайные числа.

Векторное квантование может осуществляться не только с использованием значений амплитуд дискретизированного по времени сигнала. Многомерный вектор можно сформировать на основе гармонических составляющих спектра передаваемого речевого сигнала и создать соответствующую кодовую книгу, которая будет содержать конечное число значений такого вектора.

**Метод кодирования CELP.** Кодеры речевых сигналов, использующие алгоритм CELP, относятся к классу гибридных и занимают промежуточное положение между кодерами формы, в которых сохраняется форма колебания речевого сигнала в процессе его дискретизации и квантования, и параметрическими вокодерами, основанными на процедурах оценки и кодирования небольшого числа параметров речи. При этом в них сохраняются преимущества обоих типов кодеров.

Метод кодирования CELP основан на линейной авторегрессионной модели процесса формирования и восприятия речи и входит в группу методов анализа через синтез.

Линейная авторегрессионная модель процесса формирования речевых сигналов с локально постоянными на интервалах 10 .30 мс параметрами, получившая в настоящее время широкое распространение, имеет вид [8]

$$\lambda(h) = \sum_{m=1}^{M} a_m \lambda(h-m) + x(h),$$

где $M$ — порядок модели; $\lambda(h)$ — последовательность отсчетов речевого сигнала; $a_m$ — коэффициенты линейного предсказания, характеризующие свойства голосового тракта; $x(h)$ — сигнал возбуждения голосового тракта (порождающая последовательность).

По существу в алгоритме CELP производится векторное квантование последовательности $x(h)$. В канал связи передаются номер (индекс) элемента кодовой книги с соответствующим коэффициентом усиления, параметры синтезатора основного тона, а также коэффициенты линейного предсказания, характеризующие состояние голосового тракта.

Авторегрессионная модель речевого сигнала описывает его с достаточно высокой точностью и позволяет применять для кодирования хорошо развитый математический аппарат линейного предсказания. Ее применение обеспечивает более высокое качество декодированной речи, устойчивость к входному акустическому шуму и ошибкам в канале связи по сравнению с иными принципами кодирования.

При использовании метода анализа через синтез задача анализа сводится к процедуре оценки передаваемых в канал связи параметров речи, проводимой в соответствии с некоторым критерием рассогласования между исходным и декодированным (синтезированным) сигналом. Метод CELP эффективно применяется при кодировании речи со скоростями передачи от 4 кбит/с и выше.

**MPEG-4 CELP в системе DRM.** В системе DRM применяется вариант 2 метода кодирования речи MPEG-4 CELP (стандарты ISO/IEC 14496-3 и ISO/IEC 14496-3/Amd1), обеспечивающий повышенную устойчивость к ошибкам (Object Type ID = 24, который является частью профиля High Quality Audio Profile).

Метод кодирования CELP, используемый в системе DRM, обеспечивает передачу речевых сигналов при скоростях цифровых потоков на выходах кодеров от 4 до 24 кбит/с. Для него в системе DRM предусмотрены два значения частоты дискретизации: $f_д = 8$ и 16 кГц, что обеспечивает соответственно полосы звуковых частот равные 100...3800 и 50...7000 Гц.

Базовая структурная схема декодера MPEG-4 CELP представлена на рис. 18.32. Генератор возбуждения содержит адаптивную кодовую книгу для моделирования периодических компонентов, фиксированные кодовые книги для моделирования случайных компонентов и декодер параметров усиления для восстановления уровня речевого сигнала.

Индексы кодовых книг (повышение/понижение тона для адаптивной кодовой книги, индексы моделей для фиксированных кодовых книг, индексы усиления) используют для генерации возбуждающего сигнала Сигнал, созданный генератором возбуждения, поступает на вход линейного синтезирующего фильтра с предсказанием (Linear Predictive Synthesis Filter, LPSF) Коэффициенты фильтра восстанавливаются на основе принятых LPC-параметров, которые предварительно интерполируются Значения этих коэффициентов поступают на вход синтезирующего фильтра На выходе декодера может быть установлен так называемый пост-фильтр, который осуществляет фильтрацию декодированного речевого сигнала в целях улучшения качества восприятия речи Типичная схема пост-фильтра содержит три основных элемента [8] долговременный пост-фильтр, кратковременный пост-фильтр и устройство масштабирования усиления Имеются также вспомогательные элементы



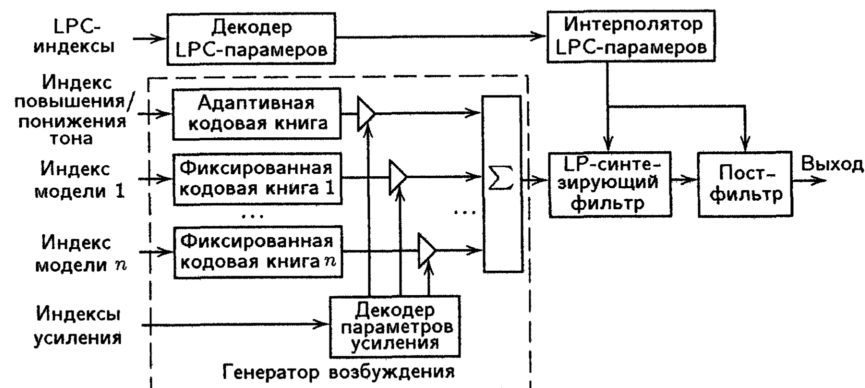



**Рис. 18.32.** Базовая структурная схема декодера MPEG-4 CELP

Долговременный пост-фильтр (иногда называемый пост-фильтром основного тона речи) представляет собой гребенчатый фильтр, спектральные пики которого расположены на частотах, кратных частоте основного тона сигнала, подлежащего фильтрации. Основная задача кратковременного пост-фильтра заключается в ослаблении частотных составляющих между пиками формант. Устройство масштабирования усиления обеспечивает одинаковый уровень речевого сигнала до и после обработки в пост-фильтре.

Аудиофреймы, формируемые кодером MPEG-4 CELP, имеют фиксированную длину. Эти аудиофреймы объединяются в аудиосуперфреймы, длительность которых составляет 400 мс. Применяется неравная защита от ошибок (UEP). При этом начало каждого аудиофрейма имеет повышенную защиту от ошибок; биты с нормальной защитой размещаются в оставшейся части данного фрейма. Индексы, указывающие скорость цифрового потока, передаются в канале SDC.

**Метод кодирования MPEG-4 HVXC.** В системе DRM применяется вариант кодера MPEG-4 HVXC, обладающий повышенной устойчивостью против ошибок (стандарты ISO/ IEC 14496-3 и ISO/IEC 14496-3/Amd1) Его применение обеспечивает передачу цифровых речевых сигналов с качеством, характерным для телефонной связи, при скоростях ЦП 2 или 4 кбит/с, полосой воспроизводимых частот 100 .3800 Гц и частотой дискретизации $f_д = 8$ кГц. В дополнение к этому имеется также функции изменения высоты звучания и скорости речи Эти функции полезны для быстрого поиска нужного фрагмента речи в базе данных

Алгоритм MPEG-4 HVXC обеспечивает различные категории устойчивости к ошибкам и может применяться в каналах передачи, подверженных влиянию ошибок. Имеется возможность маскировки ошибок, что специально предусмотрено для системы DRM Применяется метод равной защиты от ошибок (EEP) Длительность аудиофрейма всегда равна 20 мс Из таких аудиофреймов формируются аудиосуперфреймы, длительность которых составляет 400 мс

Подробное описание метода MPEG-4 HVXC применительно к системе DRM приведено в [29].

### 18.6.4. Формирование каналов MSC, FAC и SDC

**Канал MSC.** В канале MSC передается информация, поступающая от поставщиков программ радиовещания. Многопрограммный групповой цифровой поток, формируемый в канале MSC, который для краткости назовем *мультиплексированным потоком*, может содержать от одной до четырех программ радиовещания, каждая из который является либо звуковой (и, в частности, речевой) программой либо данными.

Общая скорость передачи мультиплексированного потока зависит от ширины полосы частот, занимаемых сигналом DRM, и от режима передачи. Мультиплексированный поток содержит от одного до четырех цифровых потоков Каждый цифровой поток, в свою очередь, разделен на *логические фреймы*, имеющие длительность 400 мс.

Цифровой поток, в котором передается сжатый звуковой сигнал (*звуковой цифровой поток*), может также содержать текстовую информацию. Цифровой поток, предназначенный для передачи данных (*цифровой поток данных*), может состоять из четырех или меньшего количества *субпотоков данных*, в каждом из которых передаются данные в пакетном режиме Один такой субпоток переносит пакеты данных одной службы передачи данных.

*Звуковой канал DRM* содержит один звуковой цифровой поток и, кроме того, может содержать один цифровой поток или субпоток данных

*Канал данных DRM* содержит один цифровой поток или субпоток данных

Логический фрейм состоит из двух частей, каждая из которых имеет свой уровень защиты от ошибок: повышенный или нормальный. Из логических фреймов всех цифровых потоков формируются фреймы мультиплексированного потока, длительность каждого из которых равна 400 мс Эти фреймы, пройдя обработку в блоках рандомизации (рассеивания энергии), поступают на вход канального кодера MSC.

Информация о конфигурации мультиплексирования канала MSC передается в канале SDC При необходимости конфигурация мультиплексирования может быть изменена В этом случае параметры новой конфигурации мультиплексирования передаются через канал SDC, а точное время изменения конфигурации указывается в канале FAC

Канал MCS представляет собой последовательность *фреймов мультиплексированного потока* Фреймы мультиплексированного потока формируются из логических фреймов и содержат части с повышенной и нормальной защитой от ошибок

**Канал FAC.** Канал быстрого доступа (FAC) используется для передачи информации быстрого доступа, позволяющей приемнику без задержек находить требуемый радиоканал DRM Он содержит информацию



о параметрах радиоканала DRM (например, о полосе частот, занимаемой радиоканалом, количестве и типах программ, которые передаются в данном канале, видах модуляции в каналах MSC и SDC) Канал FAC содержит также информацию о программах, подготовленных соответствующими службами, которые передаются в звуковых (речевых) каналах или каналах данных системы DRM Это позволяет владельцу DRM-приемника либо декодировать этот мультиплексированный поток, либо продолжить перестройку приемника по частоте.

Информация в канале FAC передается в виде FAC-блоков, которые затем используются при построении фреймов (кадров) передачи и суперфреймов (сверхкадров) передачи, рассмотренных ниже. Один FAC-блок содержит информацию о параметрах программы, подготовленной одной службой.

Если в мультиплексированном потоке содержатся программы нескольких служб, то для их описания требуется несколько FAC-блоков.

**Параметры радиоканала** включают в себя следующее:

- однобитовый флаг «базовый/улучшенный», который указывает уровень DRM передачи; при базовом уровне передачи радиосигнал может быть полностью декодирован обычным DRM-приемником, при улучшенном уровне передачи радиосигнал может быть полностью декодирован DRM-приемником с дополнительными возможностями;
- двухбитовое поле «идентификация» идентифицирует номер текущего суперфрейма передачи и применимость индекса AFS (индекс переключения альтернативных частот) в канале SDC,
- четырехбитовое поле «частотный диапазон», в котором указаны соответствующие параметры радиосигнала DRM;
- однобитовый флаг «глубина перемежения» определяет значение этого параметра;
- двухбитовое поле «режим MSC» предназначено для указания вида QAM-модуляции в канале MSC,
- однобитовый флаг «режим SDC» указывает вид QAM-модуляции в канале SDC
- четырехбитовое поле «количество программ» указывает общее количество программ радиовещания, подготовленных звуковыми службами и службами передачи данных, в радиоканале DRM,
- трехбитовое поле «индекс реконфигурации» указывает статус и время реконфигурации мультиплексирования,
- два бита rfu зарезервированы для будущего применения, до тех пор их значения устанавливаются равными нулю

**Параметры передаваемой программы:**

- 24-битовое поле «идентификатор службы подготовки программ радиовещания» указывает уникальный идентификационный номер данной службы,
- двухбитовое поле «короткий идентификатор» идентифицирует программу, а также звуковой (речевой) канал или канал данных MSC,

в котором она передается; короткий идентификатор используется как справочная информация для канала SDC;

- однобитовый флаг «индикация условного доступа» указывает на наличие или отсутствие условного доступа к данной программе,
- четврехбитовое поле «язык вещания» указывает язык вещания;
- однобитовый флаг «звук/данные» указывает тип программы;
- пятибитовое поле «описание программы», содержимое которого зависит от значения флага «звук/данные»; если этот флаг равен 0, то указывается тип звуковой программы (новости, погода, жанр музыки и т.д.); если флаг равен 1, то указывается идентификатор применения канала данных;
- 7 битов rfa зарезервированы для будущих дополнений (устанавливаются равными нулю, пока не определены).

**Канал SDC.** В канале SDC передается информация о способах декодирования MSC, о поиске альтернативных источников одной и той же информации и идентификации программ, входящих в мультиплексированный поток.

Информация SDC формируется в виде блоков. Далее эти блоки используются при построении суперфреймов (сверхкадров) передачи. SDC-блок имеет следующую структуру: индекс AFS — 4 бита; поле данных — $n$ байтов; кодовое слово CRC (Cyclic Redundancy Code — циклический избыточный код) — 16 битов.

Четырехбитовый AFS-индекс — это беззнаковое двоичное число, которое указывает количество суперфреймов передачи, отделяющих данный SDC-блок от следующего с тем же содержанием. Таким образом осуществляется поиск альтернативных источников одинаковых программ. Поле данных служит для передачи данных SDC. Длина этого поля зависит от режима устойчивости радиоканала, вида QAM-модуляции SDC и ширины полосы частот, занимаемых радиоканалом DRM. 16-битовое кодовое слово CRC предназначено для контроля ошибок в блоке SDC.

Всего в канале SDC может передаваться 12 типов данных:

данные типа 1 — метки (лейблы) программ;

данные типа 2 — условный доступ;

данные типа 3 — информация о частотах радиосигналов DRM, AM, УКВ ЧМ, DAB;

данные типа 4 — список частот радиосигналов для быстрого поиска;

данные типа 5 — информация о применении, содержит описание всех передаваемых программ,

данные типа 6 — поддержка объявлений и переключений,

данные типа 7 — определение географических регионов,

данные типа 8 — текущее время и дата,

данные типа 9 — описание параметров звуковых каналов, необходимое для их декодирования,

данные типа 10 — параметры канала FAC,



данные типа 11 — данные установления связи, позволяющие находить альтернативные источники одинаковых программ;

данные типа 12 — язык вещания и страна.

Другие типы данных зарезервированы для будущих применений.

### 18.6.5. Канальное кодирование и модуляция

В каналах MSC, FAC, SDC передается различная информация. Для ее кодирования и преобразования целесообразно применять различные схемы. Концептуальная схема кодирования информации в каналах MSC, FAC и SDC представлена на рис. 18.33.

**Адаптация цифровых потоков.** Как отмечалось выше, в системе DRM для защиты информации применяются методы равной (EEP) и неравной защиты от ошибок (UEP). При равной защите от ошибок используется помехоустойчивый код с одной и той же избыточностью для защиты всей информации в канале. При неравной защите от ошибок для кодирования наиболее чувствительной к ошибкам части информации применяются коды с большей избыточностью и большей исправляющей способностью (информация с повышенным уровнем защиты). Для кодирования остальной части информации применяются коды с меньшей избыточностью (информация с нормальным уровнем защиты). В канале MSC могут применяться оба метода. UEP и EEP. В каналах FAC и SDC применяется метод защиты от ошибок EEP Кроме того, в канале MSC может применяться иерархическая модуляция, для которой определены три стратегии преобразования: Standard Mapping (SM, стандартное преобразование); Symmetrical Hierarchial Mapping (HMsym, симметричное иерархическое преобразование); Mixture Hierarchial Mapping (HMmix, смешанное иерархическое преобразование).

При иерархических преобразованиях HMsym и HMmix цифровой поток дополнительно разделяется на две части. Very Strongly Protected Part (VSPP, очень сильно защищенная часть) и Standard Protected Part (SPP, часть со стандартной защитой). При стандартном преобразовании (SM) имеется только SPP

**Канальное кодирование цифровых потоков.** При канальном кодировании информация, передаваемая в каналах MSC, FAC и SDC, обрабатывается независимо Обработке подвергаются кадры мультиплексированного потока в канале MSC, блоки FAC и SDC Цель канального кодирования — защита информации от ошибок

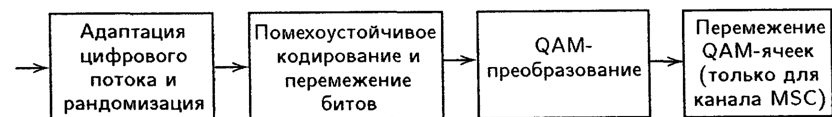



**Рис. 18.33.** Концептуальная схема кодирования информации в каналах MSC, FAC и SDC

Для канального кодирования в системе DRM применяются перфорированные сверточные коды, полученные из одного базового кода. Скорость базового кода (т.е. отношение количества битов, поступающих на вход сверточного кодера в единицу времени, к количеству битов, формируемых на выходе этого кодера в течение такого же интервала времени) $R = 1/4$, а длина кодового ограничения $L = 7$ [29, 30].

В зависимости от требований к защите информации от ошибок скорость кода может варьироваться от $R = 1/4$ (высший уровень защиты) до $R = 8/9$ (низший уровень защиты). Далее осуществляется временно́е перемежение битов, т.е. изменение порядка следования битов по известным на передающей и приемной сторонах системы DRM алгоритмам с целью рассредоточения групповых ошибок (так называемых «пакетов ошибок»).

**Квадратурная амплитудная модуляция QAM.** В системе DRM после канального кодирования и перемежения битов производится преобразование информации в так называемые QAM-ячейки, определенные ниже (Quadrature Amplitude Modulation, квадратурная амплитудная модуляция). Принцип такого вида модуляции можно пояснить при помощи рис. 18.34,*а–в*, на которых представлены векторные диаграммы и временны́е зависимости сигналов для четырехпозиционной QAM (4-QAM). QAM-сигналы удобно представлять в виде векторов на комплексной плоскости (рис. 18.34,*а*), где на осях $I$ и $Q$ отмечаются действительные и мнимые величины соответственно. Для модуляции 4-QAM возможно, например, изображение, приведенное на рис. 18.34,*а*, где каждый вектор отображает гармонический сигнал с определенной амплитудой и начальной фазой, представить в виде, показанном на рис. 18.34,*в*.

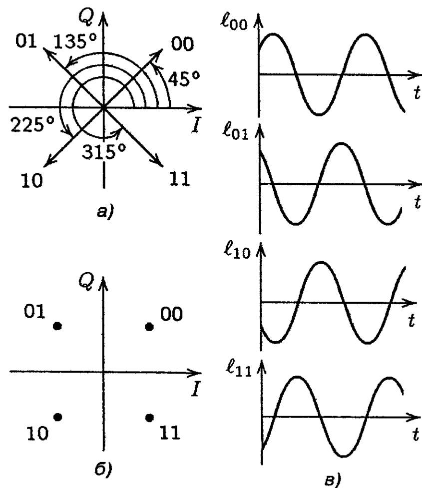



**Рис. 18.34.** Иллюстрации преобразования 4-QAM: *а, б* — векторные диаграммы, *в* — временны́е зависимости

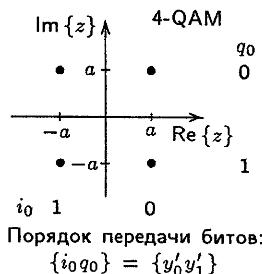



**Рис. 18.35.** Применяемое в системе DRM преобразование 4-QAM и соответствующие сочетания битов: $a$ — нормирующий коэффициент ($a = 1/\sqrt{2}$; $z$ — комплексный символ модуляции; $y'_0$, $y'_1$ — биты, представляющие $z$



Кроме того, каждому из четырех положений векторов на рис. 18.34,*а* можно поставить в соответствие двоичную кодовую комбинацию, состоящую из двух битов (00, 01, 10, 11). Для удобства концы векторов изображают в виде точек (рис. 18.34,*б*, 18.35). Такие и более сложные построения называются *сигнальными созвездиями (signal constellation)*. Поскольку в случае 4-QAM амплитуды всех сигналов (или значения длин векторов) одинаковы, то такую модуляцию можно рассматривать и как четырехпозиционную фазовую модуляцию (манипуляцию) (QPSK — Quadrature Phase Shift Keying).

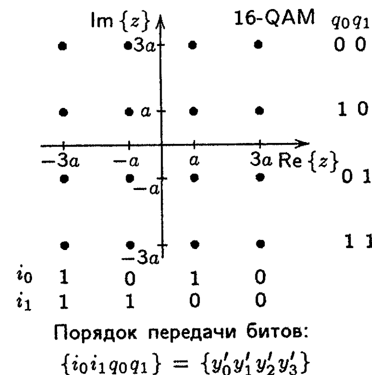
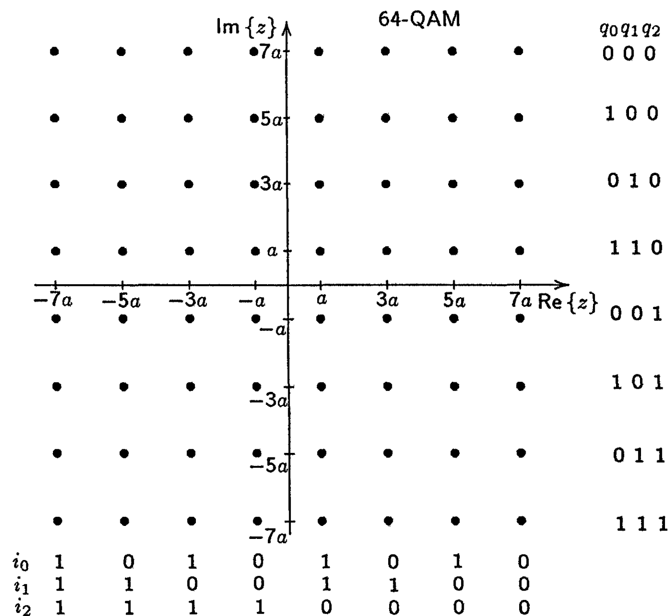



**Рис. 18.36.** Стандартное преобразование (SM) 16-QAM и соответствующие сочетания битов: $a$ — нормирующий коэффициент ($a = 1/\sqrt{10}$; $z$ — комплексный символ модуляции; $y'_0, \ldots, y'_3$ — биты, представляющие $z$

В DRM применяются также виды модуляции 16-QAM (рис. 18.36) и 64-QAM (рис. 18.37). В этих случаях каждому вектору на комплексной плоскости (комплексному символу модуляции $z$) соответствует гармоническое колебание, имеющее одно из 16 или 64 возможных сочетаний амплитуды и начальной фазы или такое же количество кодовых комбинаций, каждая из которых соответствует данному варианту гармонического колебания. В случае 16-QAM такие комбинации содержат по 4 бита информации, а в случае 64-QAM — по 6 битов. Такие кодовые комбинации, состоящие из 2, 4, или 6 битов в системе DRM называются *QAM-ячейками*. При увеличении числа позиций QAM увеличивается пропускная способность канала связи в пропорции $\log_2 64 : \log_2 16 : \log_2 4 = 6 : 4 : 2$, однако при этом снижается помехоустойчивость, поскольку уменьшаются разности между смежными значениями амплитуд и фаз.

**Кодирование и QAM-преобразование информации, передаваемой в каналах MSC, FAC и SDC.** В канале MSC может применяться либо 64-QAM, либо 16-QAM. Модуляция типа 64-QAM обеспечивает высокую спектральную эффективность, т.е. более высокую пропускную способность радиоканала при заданной полосе занимаемых частот, в то время, как модуляция типа 16-QAM обеспечивает большую устойчивость к ошибкам, возникающим при передаче сигналов. В каждом случае диапазон выбранных скоростей сверточного кода должен обеспечивать наиболее приемлемый уровень коррекции ошибок для данного канала передачи. Существующие комбинации сигнальных созвездий и скоростей сверточного кода обеспечивают высокую степень гибкости в широком диапазоне вариантов каналов передачи. Неравная защита от ошибок UEP применяется для обеспечения двух уровней защиты информации в MSC. При использовании модуляции типа 64-QAM и иерархического преобразования можно обеспечить третий (высший) уровень




Порядок передачи битов: $\{i_0 i_1 i_2 q_0 q_1 q_2\} = \{y'_0 y'_1 y'_2 y'_3 y'_4 y'_5\}$

**Рис. 18.37.** Стандартное преобразование (SM) 64-QAM и соответствующие сочетания битов: $a$ — нормирующий коэффициент ($a = 1/\sqrt{42}$; $z$ — комплексный символ модуляции; $y'_0, \ldots, y'_5$ — биты, представляющие $z$

устойчивости против ошибок для части цифровой информации, передаваемой в канале MSC.

В канале SDC может использоваться модуляция либо 16-QAM, либо 4-QAM. Модуляция типа 16-QAM обеспечивает большую пропускную способность канала, а модуляция 4-QAM — более высокую устойчивость к ошибкам. Применяется равная защита от ошибок EEP, т.е. фиксированная скорость сверточного кода для всей передаваемой информации. Сигнальное созвездие следует выбирать с учетом параметров MSC таким образом, чтобы обеспечить большую устойчивость SDC, по сравнению с MSC.

Для передачи информации в канале FAC применяется модуляция типа 4-QAM. Используется равная защита от ошибок EEP.

**Перемежение QAM-ячеек в канале MSC.** Перемежение QAM-ячеек должно применяться после многоуровневого кодирования с возможностью выбора малой или большой глубины перемежения (обозначим их как «короткое» и «длинное» перемежение), в соответствии с ожидаемыми условиями распространения сигнала DRM. Базовые параметры перемежения адаптированы к размеру кадра мультиплексированного потока. Для радиоканалов с умеренными замираниями, что типично для передачи сигнала посредством земной волны в диапазонах



ДВ, СВ, короткое перемежение обеспечивает приемлемые условия для правильной работы декодера в приемнике. При сложных условиях распространения радиосигналов DRM, т.е. существенных замираниях, что характерно для отраженных от ионосферы волн в диапазонах КВ, глубина перемежения может быть увеличена.

Общая задержка информации, передаваемой в MSC, при перемежении/деперемежении на передающей и приемной сторонах, соответственно, примерно равна 800 мс для короткого и 2,4 с для длинного перемежения.

Перемежение QAM-ячеек в каналах FAC и SDC не производится в целях исключения временны́х задержек при передаче системной информации. Тем не менее, эта информация имеет достаточно высокую степень защиты от ошибок.

### 18.6.6. Структура передаваемых сигналов

**Построение OFDM-сигналов.** После перемежения QAM-ячейки преобразуются в *OFDM-символы.* Каждый OFDM-символ передается за время $T_s$ и представляет собой множество, состоящее из $K$ несущих частот, равномерно распределенных в заданном частотном диапазоне. OFDM-символ — это элементарный передаваемый сигнал для такого интервала времени, в течение которого значения амплитуд и начальных фаз всех комплексных символов модуляции остаются постоянными. Эти параметры несущих соответствуют комбинациям битов QAM ячеек, действительных для данного интервала времени.

Из определенного количества OFDM-символов формируются *фреймы (кадры) передачи.* Первый OFDM-символ каждого фрейма передачи содержит сигнал опорного времени. Длительность фрейма передачи 400 мс. Из трех фреймов передачи формируется *суперфрейм (сверхкадр) передачи.* Длительность суперфрейма передачи 1200 мс. В начале суперфрейма передачи размещается SDC-блок.

Общая длительность символа OFDM представляет собой сумму длительностей используемой части $T_u$ и защитного интервала $T_g$. Расстояние между соседними несущими OFDM-сигнала равно $1/T_u$. Защитный интервал располагается перед используемой частью OFDM-символа. В нем размещается фрагмент используемой части символа. Введение защитных интервалов в OFDM-символы позволяет бороться с межсимвольной интерференцией в радиоканалах с многолучевым распространением сигналов и подверженных эффекту Доплера. OFDM-символы в кадре передачи нумеруются от 0 до $N_S - 1$. Все символы содержат цифровые данные и опорную информацию.

При многолучевом распространении и частотно-селективных замираниях в радиоканалах DRM часть несущих, входящих в OFDM-сигнал, может быть ослаблена или вообще утрачена. При этом, однако, информация, содержащаяся в таких несущих, во многих случаях может быть восстановлена по оставшимся неповрежденными несущим за счет

помехоустойчивого кодирования, перемежения битов в фреймах мультиплексированного потока, FAC- и SDC-блоках, а также перемежения QAM-ячеек в канале MSC. В случае невозможности восстановить информацию в OFDM-символе или ряде символов применяется маскировка ошибок. Такие технические решения обусловливают высокую надежность и устойчивость приема сигналов в системе DRM.

Радиосигнал в системе DRM состоит из множества отдельно модулированных несущих частот. Каждый OFDM-символ может быть рассмотрен как разделенный на OFDM-ячейки. *OFDM-ячейка* — это параметры модуляции одной несущей радиосигнала DRM в течение времени передачи одного OFDM-символа.

Фрейм передачи содержит следующие виды OFDM-ячеек: пилот-ячейки; ячейки управления; ячейки данных. Пилот-ячейки могут использоваться для кадровой, частотной и временно́й синхронизации, оценки канала передачи и режима устойчивости.

Передаваемый радиосигнал описывается следующим выражением [29]:

$$x(t) = \mathrm{Re}\left\{\exp(j2\pi f_R t)\sum_{r=0}^{\infty}\sum_{s=0}^{N_s-1}\sum_{k=K_{\min}}^{K_{\max}} c_{r,s,k}\Psi_{r,s,k}(t)_k\right\},$$

где

$$\Psi_{r,s,k} = \begin{cases} \exp\left[j2\pi \frac{k}{T_u}(t - T_g - sT_s - N_s r T_s)\right] & \text{при } (s+N_s r)T_s \leqslant t \leqslant \\ & \leqslant s+N_s r+1)T_s; \\ 0 & \text{в других случаях;} \end{cases}$$

$N_s$ — число OFDM-символов в фрейме передачи; $k$ — номер несущей (от $K_{\min}$ до $K_{\max}$); $s$ — номера OFDM-символа (от 0 до $N_s - 1$); $r$ — номер фрейма передачи (от 0 до $\xi$, где $\xi$ — неопределенность); $T_g$ — длительность защитного интервала OFDM- символа; $T_u$ — длительность используемой части OFDM-символа; $T_s$ — длительность OFDM-символа; $K$ — число несущих в радиосигнале DRM ($\leqslant K_{\max} - K_{\min}$); $f_R$ — опорная частота радиосигнала DRM; $c_{r,s,k}$ — значение комплексной QAM-ячейки для несущей $k$ в символе $s$ фрейма $r$. Значения $c_{r,s,k}$ зависят от типа ячеек. Для OFDM-ячеек данных и ячеек управления $c_{r,s,k} = z$ ($z$ — это точка сигнального созвездия для каждой QAM-ячейки — комплексный символ модуляции).

Параметры OFDM-символов зависят от полосы частот, занимаемых каналом DRM, количества несущих частот и их расположения по отношению к опорной частоте $f_R$ (опорная частота DRM-сигнала равна частоте OFDM-несущей, которой присвоен номер $k = 0$; эта несущая не подвергается модуляции и относительно нее отсчитывают номера несущих, расположенных выше или ниже по частоте). Полоса частот, занимаемая спектром радиосигнала DRM, определяется номинальной шириной канала DRM. Группа несущих, передающих информацию канала FAC, всегда расположена справа (выше по частоте) по отношению к опорной частоте $f_R$, которая выбирается как целое число, кратное 1 кГц (рис. 18.38).



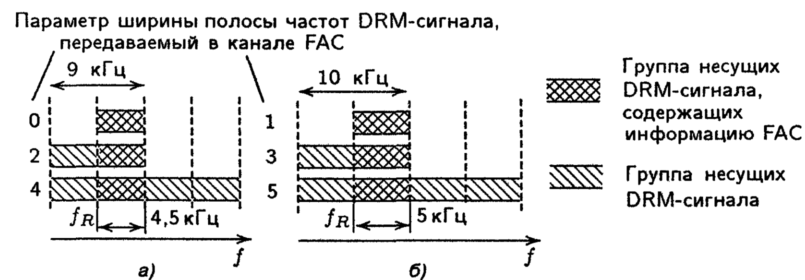



**Рис. 18.38.** Изображения спектров сигналов DRM при значениях ширины занимаемых ими полос частот, кратных величинам 4,5 кГц (*а*) и 5 кГц (*б*)

Таблица 18.2

| Параметр, передаваемый в канале FAC | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Ширина полосы частот, кГц | 4,5 | 5 | 9 | 10 | 18 | 20 |

В табл. 18.2 приведены значения параметров (индексов), передаваемых в канале FAC, которые определяют ширину полос частот, а также соответствующие значения ширины полос частот.

В системе DRM предусмотрена возможность совместной передачи в одном канале сигнала цифрового радиовещания и аналогового вещательного сигнала с амплитудой (AM) или однополосной модуляцией (ОМ) с верхней (ВБП) или нижней (НБП) боковой полосой.

Варианты построения таких объединенных радиосигналов представлены на рис. 18.39 и 18.40. На рис. 18.39 показаны некоторые возможности для случаев, при которых опорная частота $f_R$ отстоит от несущей частоты $f_c$ аналогового сигнала с AM или ОМ на расстояние $\pm 9$; $\pm 10$; $-18$; $-20$ кГц. На рис. 18.40 представлен вариант, при котором опорная частота цифрового сигнала $f_R$ отстоит от несущей частоты аналогового сигнала $f_c$ на 4 или 5 кГц.

Параметры OFDM-символов (в частности, количество несущих) должны выбираться в соответствии с условиями распространения радиосигналов DRM и размерами зоны обслуживания. В системе DRM определены четыре режима устойчивости в зависимости от условий распространения радиосигналов (табл. 18.3).

Параметры OFDM-символов в зависимости от режимов устойчивости представлены в табл. 18.4.

Количество несущих в OFDM-символах в зависимости от режимов устойчивости и значений индексов ширины полос частот, занимаемых радиосигналами DRM, указаны в табл. 18.5, где номер несущей $k \in [K_{\min}, K_{max}]$; $k = 0$ соответствует несущей с частотой, равной опор-

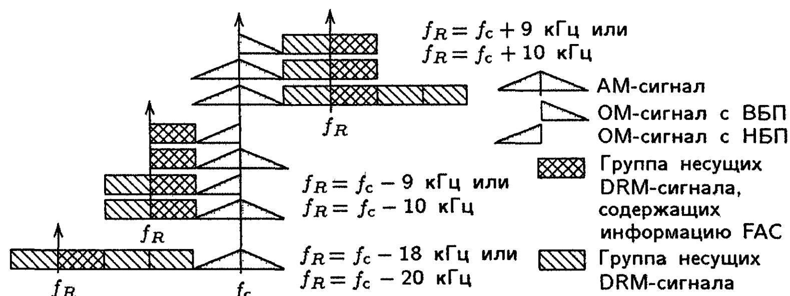



**Рис. 18.39.** Примеры изображений спектров, формируемых при одновременной передаче сигналов аналогового радиовещания и DRM-сигналов; сдвиг между несущими частотами аналоговых сигналов ($f_c$) и опорными частотами DRM-сигналов ($f_R$) равен: 9, 10, −18, −20 кГц

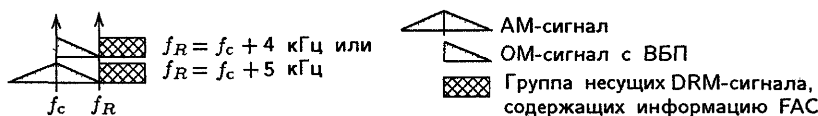



**Рис. 18.40.** Примеры изображений спектров, формируемых при одновременной передаче сигналов аналогового радиовещания и DRM-сигналов; сдвиг между несущими частотами аналоговых сигналов ($f_c$) и опорными частотами DRM-сигналов ($f_R$) равен 4 или 5 кГц

Таблица 18.3

| Режим устойчивости | Условия распространения радиосигналов |
|---|---|
| A | Гауссовские каналы с малыми замираниями |
| B | Каналы с замираниями, имеющие частотную и временну́ю селективнсть, с увеличенными задержками распространения сигналов |
| C | Аналогично режиму B, но с увеличенным эффектом Доплера |
| D | Аналогично режиму B, но с существенными задержками распространения сигналов и значительным эффектом Доплера |

ной $f_R$. Номера $k < 0$ или $k > 0$ означают, что частоты несущих соответственно меньше или больше опорной частоты $f_R$.

**OFDM-ячейки**

*Пилот-ячейки.* Некоторые OFDM-ячейки в фрейме передачи OFDM содержат заранее известные на приемной стороне значения частот, фаз и амплитуд несущих. Они называются *пилот-ячейками* и служат для оценки канала передачи и синхронизации. Значения параметров, передаваемых в этих ячейках, тщательно выбираются с целью оптимизации характеристик системы, особенно начальной синхронизации и надежности приема сигнала.

Пилот-ячейки разделяются на три типа: ячейки опорных частот; ячейки опорного времени и ячейки опорного усиления

*Ячейки управления.* Имеются два типа ячеек управления·



Таблица 18.4

| Параметр | Режим устойчивости | | | |
|---|---|---|---|---|
| | A | B | C | D |
| Элементарный временно́й период $T$, мкс | 83 1/3 | 83 1/3 | 83 1/3 | 83 1/3 |
| Длительность используемой части символа OFDM $T_u$, мс | 24 ($288T$) | 21 1/3 ($256T$) | 14 2/3 ($176T$) | 9 1/3 ($112T$) |
| Длительность защитного интервала символа символа OFDM $T_g$, мс | 2 2/3 ($32T$) | 5 1/3 ($64T$) | 5 1/3 ($64T$) | 7 1/3 ($88T$) |
| Отношение длительностей защитного интервала и используемой части символа OFDM $T_g/T_u$ | 1/9 | 1/4 | 4/11 | 11/14 |
| Длительность символа OFDM $T_s = T_u + T_g$, мс | 26 2/3 | 26 2/3 | 20 | 16 2/3 |
| Разнос несущих частот $1/T_u$, Гц | 41 2/3 | 46 7/8 | 68 2/11 | 107 1/7 |
| Длительность фрейма передачи $T_{rmF}$, мс | 400 | 400 | 400 | 400 |
| Количество символов в фрейме передачи $N_s$ | 15 | 15 | 20 | 24 |

Таблица 18.5

| Режим устойчивости | Минимальный и максимальный номер несущей частоты | Индекс ширины полосы частот | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| A | $K_{\min}$ | 2 | 2 | −102 | −114 | −98 | −110 |
| | $K_{\max}$ | 102 | 114 | 102 | 114 | 314 | 350 |
| B | $K_{\min}$ | 1 | 1 | −91 | −103 | −87 | −99 |
| | $K_{\max}$ | 91 | 103 | 91 | 103 | 279 | 311 |
| C | $K_{\min}$ | – | – | – | −69 | – | −67 |
| | $K_{\max}$ | – | – | – | 69 | – | 213 |
| D | $K_{\min}$ | – | – | – | −44 | – | −43 |
| | $K_{\max}$ | – | – | – | 44 | – | 135 |

- ячейки канала FAC, которые размещаются каждом фрейме передачи; они обеспечивают быструю передачу информации, необходимой DRM-приемнику для демодуляции сигнала;
- ячейки канала SDC; они повторяются в каждом суперфрейме передачи и содержат информацию, которая описывает имеющиеся в наличии программы, конфигурацию мультиплексирования в канале MSC и др. (см. разд. 18.6.4).

Ячейки канала SDC используются также для автоматического переключения приемника на альтернативный источник той же программы в случае ухудшения параметров принимаемого сигнала (AFS).

Расположение ячеек FAC и SDC в суперфрейме передачи показано на рис. 18.41.

К *ячейкам данных* относятся такие OFDM-ячейки, которые не относятся к пилот-ячейкам и ячейкам управления и для которых $K_{\min} \leqslant k \leqslant K_{\max}$, причем $k$ не принадлежит к подмножеству неиспользуемых ячеек, определенных в [29]. При помощи ячеек данных передается основная информация, содержащаяся в сигнале DRM.

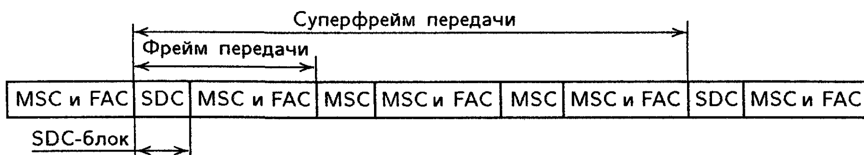



**Рис. 18.41.** Временное размещение информации MSC, FAC и SDC в суперфрейме (сверхкадре) передачи

### 18.6.7. Радиоприемник системы DRM

Концептуальная структурная схема тракта приема цифровых сигналов радиоприемника системы DRM представлена на рис. 18.42. Радиосигнал системы DRM, поступающий из ненаправленной приемной антенны, выделяется в блоке тюнера, после чего направляется на вход демодулятора OFDM. С выхода данного устройства сигнал поступает на инверсный преобразователь OFDM-ячеек, на выходе которого восстанавливаются по отдельности каналы MSC, FAC и SDC. В канале MSC производится деперемежение QAM-ячеек. Далее осуществляется канальная демодуляция, т.е. обратное преобразование QAM-ячеек и исправление ошибок, возникших при передаче сигнала DRM по реальному каналу связи. После этого производится дерандомизация цифровых сигналов, передаваемых в каналах MSC, FAC и SDC. Затем выполняется демультиплексирование MSC, т.е. разделение мультиплексированного потока на отдельные звуковые (речевые) каналы или каналы данных. Цифровые потоки, передаваемые в них, декодируются в предназначенных для этого декодерах Информация, передаваемая в каналах данных, может

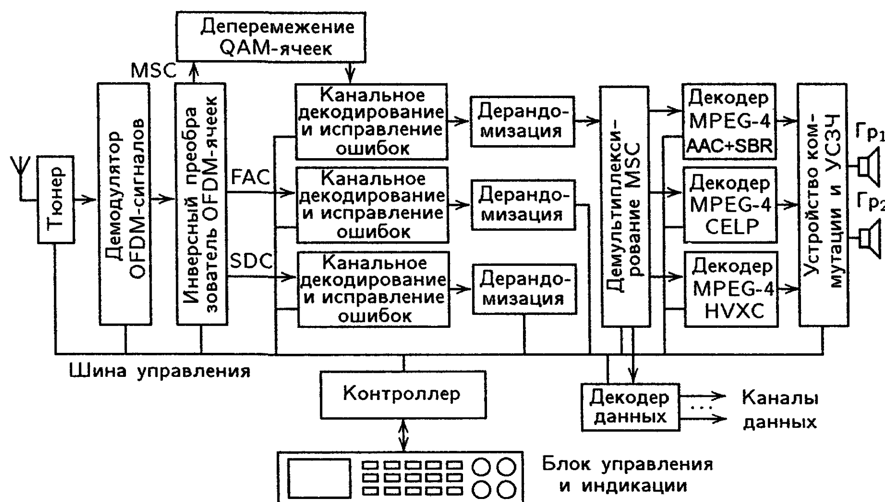



**Рис. 18.42.** Концептуальная структурная схема тракта приема цифровых сигналов радиоприемника системы DRM



отображаться на дисплее пользователя и/или поступать на выход приемника для дальнейшего использования. Системный контроллер соединен с блоком управления и индикации. Он управляет приемником в соответствии с командами пользователя и информацией, передаваемой в каналах FAC и SDC.

## Контрольные вопросы

1. Перечислите основные особенности формата Wegener/Panda-1.
2. Начертите структурную схему звукового блока спутникового приемника формата Wegener/Panda-1.
3. Почему возникает необходимость применения компандерных систем при передаче ЗС радиовещания и ТВ методом частотной модуляции?
4 Начертите структурные схемы сжимателя и расширителя системы Panda-1 и поясните их работу. Начертите семейство АЧХ сжимателя и расширителя.
5. Изобразите структурную схему звукового тракта для приема программ в формате NICAM-728. Поясните процедуру кодирования масштабных коэффициентов и методы повышения помехозащищенности при их передаче.
6. Поясните основные особенности передачи ЗС в форматах C-MAC и D2-MAC. Поясните структуру цифрового сигнала при его пакетной передаче.
7. С какой целью при передаче цифровых сигналов используют перемежение битов? Каковы методы помехоустойчивого кодирования цифровых ЗС?
8. Поясните формат цифрового сигнала в системе DSR.
9. Изобразите структурные схемы модулятора и демодулятора цифрового сигнала в системе DSR. Как происходит восстановление опорной фазы в приемнике DSR?
10. Поясните принцип работы системы DAB.
11. Как повышают помехозащищенность цифровых сигналов? Изменяется ли при этом требуемая для их передачи пропускная способность канала?
12. Каково назначение и основные функциональные возможности системы DRM?
13. Каковы основные технические характеристики системы DRM?
14. Какие методы кодирования звуковых и, в частности, речевых сигналов применяются в системе DRM?
15. Для чего предназначен метод кодирования звуковых сигналов SBR? На каких принципах основан этот метод?
16. Каковы принципы построения вокодеров?
17. Объясните структуру синтезатора речи с линейным предсказанием.
18. В чем состоит метод анализа через синтез?
19. Объясните принципы векторного квантования и формирования кодовых книг.
20. Как функционирует декодер речи MPEG-4CELP?
21. Какие виды информации передают в каналах MSC, FAC, SDC?
22. Объясните принципы QAM-модуляции.
23. Как формируют OFDM-сигналы, передаваемые в системе DRM?
24. Что такое OFDM-символ? OFDM-ячейка?
25. Какие виды OFDM-ячеек используются в системе DRM?
26 Как функционирует DRM-приемник?

*Глава 19*

# Проводное вещание

## 19.1. Назначение, классификация, построение систем и сетей проводного вещания

Музыкальную передачу по проводам с громкоговорящим воспроизведением, еще до изобретения радио, впервые в мире в 1880 г. осуществил Ю. Охорович. Такой способ передачи вещательных сигналов в дальнейшем получил название *проводного вещания* в отличие от радио- и интернет-вещания. Комплекс устройств, предназначенный для доведения программ звукового вещания по проводам широкому кругу слушателей, называется системой проводного вещания (ПВ). Проводное вещание осуществляется при помощи узлов проводного вещания (УПВ). Оборудование УПВ делится на станционное, линейное и абонентское.

*Станционные сооружения* разделяются на *активные* и *пассивные*. К активным относятся опорные усилительные станции (ОУС), где расположены устройства усиления сигналов звукового вещания (мощные вещательные усилители, МВУ) и устройства преобразования звуковых сигналов в удобную для передачи форму (например, передатчики второй и третьей программ — П-I, П-II при организации трехпрограммной системы ПВ); к пассивным — тансформаторные подстанции (ТП). В состав станционного оборудования входят коммутационно-распределительные устройства, устройства дистанционного управления, защиты и контроля, резервного питания и др.

*Линейные сооружения* — это совокупность линий подачи и распределения программ (абонентских, распределительных, магистральных), различных трансформаторов и защитных устройств.

*Абонентские устройства* (АУ) включают в себя абонентские громкоговорители (в системе трехпрограммного вещания — приемные устройства).

Линейное и абонентское оборудование образует *распределительную сеть*

Системы проводного вещания разделяются на *централизованные* и *децентрализованные*. В централизованной системе проводного вещания



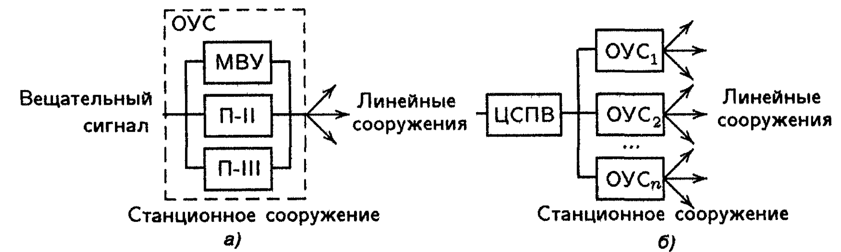



**Рис. 19.1.** Структурные схемы: *а* — централизованной и *б* — децентрализованной СПВ

напряжение сигналов звукового вещания в распределительную сеть подается от одного активного станционного сооружения (рис. 19.1,*а*), в децентрализованной — от двух и более (рис. 19.1,*б*), расположенных на обслуживаемой территории.

Подача программ на ОУС, дистанционное управление и контроль за их работой и работой ТП осуществляется с центральной станции проводного вещания (ЦСПВ) по соединительным линиям СЛ, организованным в сетях проводного вещания, и соединительным линиям телефонных каналов СЛТК, в качестве которых используются телефонные пары городской телефонной станции (ГТС) или по волоконно-оптическим линиям связи (ВОЛС). Если одна из ОУС территориально совмещена с ЦСПВ, то образованный комплекс называют центральной усилительной станцией (ЦУС). Повреждение какого-либо звена децентрализованной системы приводит к выходу из строя лишь отдельной ее части, что свидетельствует о ее более высокой надежности по сравнению с централизованной. Однако в последней упрощаются энергоснабжение, эксплуатация и резервирование.

Применение той или иной системы ПВ определяется количеством обслуживаемых абонентских устройств, плотностью их распределения на обслуживаемой территории, ее конфигурацией.

Возможность применения у абонентов обычных громкоговорителей без элементов усиления и дополнительного электропитания достигается подачей на их вход по абонентским линиям (АЛ) номинального напряжения первой программы, равного 30 В. Таким образом любая распределительная сеть (РС) содержит АЛ, которые являются первым звеном РС.

Сети, в которых напряжение сигналов от усилительной станции (УС) или от ОУС подается непосредственно на АЛ и затем на АУ, называются *однозвенными* (рис. 19 2,*а*) В одну АЛ включают не более 100 АУ

Обслуживание больших территорий с большим количеством абонентов однозвенными сетями проводного вещания (ПВ) нецелесообразно из-за больших потерь. Поэтому в сети ПВ дополнительно включают линии более высокого напряжения — 240 В, называемыми *распределительными фидерами* (РФ). К каждому из таких фидеров по всей его длине подключаются абонентские трансформаторы (АТ), вторичные обмотки

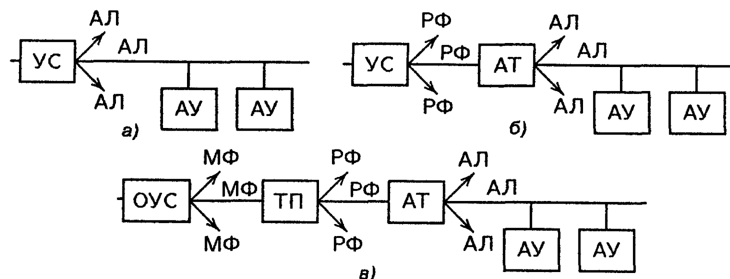



**Рис. 19.2.** Структурные схемы: *а* — одно-, *б* — двух- и *в* — трехзвенной сетью проводного вещания

которых нагружены на одну или несколько АЛ. РФ является вторым звеном распределительной сети, а сеть ПВ, построенная таким образом — *двухзвенной* (рис. 19.2,*б*). Нагрузка одного РФ в городах с малой плотностью населения обычно составляет примерно 500 АУ, в городах с большой плотностью населения 1500...2000 АУ.

В протяженных линиях подачи и распределения программ включаются третьи звенья — магистральные фидеры (МФ), номинальное рабочее напряжение которых составляет 480, 680 или 960 В. Понижение напряжения, поступающего с МФ на РФ осуществляется на ТП. Такие РС называются *трехзвенными* (рис. 19.2,*в*). Число РФ, питаемых от одной ТП порядка 6...8.

Выбор варианта построения системы ПВ определяется величиной нагрузки, ее распределением по территории, требуемыми качественными показателями, необходимой надежностью и экономической целесообразностью. Централизованная система с однозвенной сетью рекомендуется для небольших населенных пунктов, промышленных предприятий, санаториев, домов отдыха, стадионов; централизованная система с двухзвенной сетью применяется для небольших городов с населением 50...100 тыс. чел. и числом АУ 10...20 тыс.; децентрализованная с двухзвенной (или трехзвенной) сетью используется для городов с населением 150...200 тыс. чел.; децентрализованная система с трехзвенной сетью рекомендуется во всех городах с населением более 200...250 тыс. чел.

В большинстве крупных городов система проводного вещания строится по радиальному принципу. Программы вещания из коммутационно-распределительной аппаратной (КРА) подаются на ЦСПВ, которая выполняет функции диспетчерского пункта всей системы ПВ. Структурная схема трехзвенной децентрализованной сети проводного вещания крупного города представлена на рис. 19.3. Для повышения эксплуатационной надежности трансформаторные подстанции ТП при аварии основного МФ получают питание от других ОУС через резервные магистральные фидеры РМФ. Если какая-нибудь ТП находится на большом расстоянии от ОУС, то строят резервную усилительную станцию — блок-подстанцию (БП), с которой подается энергия сигнала программы



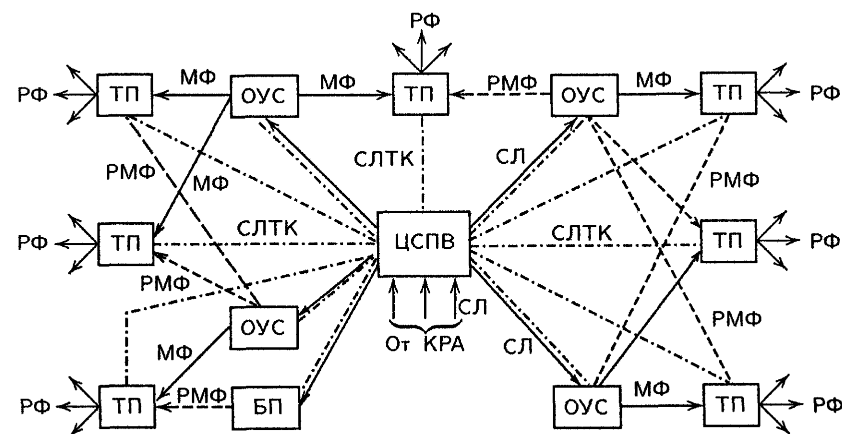



**Рис. 19.3.** Структурная схема децентрализованной городской СПВ с трехзвенной сетью

вещания при выходе из строя основной фидерной линии или ОУС.

Экономические расчеты показали, что даже в больших городах в районах новой массовой жилой застройки целесообразно сооружать не трехзвенные, а двухзвенные сети. В этом случае усилительные станции размещают в зданиях АТС, что облегчает их обслуживание и энергоснабжение.

Средняя длина МФ и РФ в больших городах примерно 1,5 км. Суммарное затухание напряжения в сети ПВ от выхода мощного вещательного усилителя до розетки, установленной у абонента, не должно превышать 4 дБ на частоте 1000 Гц. При этом допустимое затухание для МФ 1...2 дБ, для РФ 2...3 дБ, и для АЛ 1дБ. На рис. 19.4 показана диаграмма абсолютных электрических уровней по напряжению для первой программы при частоте сигнала 1000 Гц в трехзвенной сети. Уровень напряжения на выходе ЦСПВ по нормам, установленным для СЛ, должен соответствовать 15 дБ (4,4 В). На входе ОУС уровень напряжения должен быть не менее 0 дБ и на ОУС повышается до 62 дБ (960 В). На МФ уровень напряжения падает и на входе ТП составляет 60.. 61 дБ Трансформаторная подстанция понижает уровень напряжения до 50 дБ (при номинальном рабочем напряжении РФ 240 В). Абонентский трансформатор АТ рассчитан на передачу спектра звуковых частот и понижает напряжение до 32 дБ (30 В).

В городах средней величины, но сильно вытянутых в одном направлении или состоящих из нескольких территориально разделенных жилых районов, длина МФ может оказаться настолько большой, что затухание и частотные искажения получаются чрезмерными Для укорочения МФ прибегают к децентрализации станционных устройств, организуя несколько ОУС, к каждой из которых подключена своя распределительная сеть.

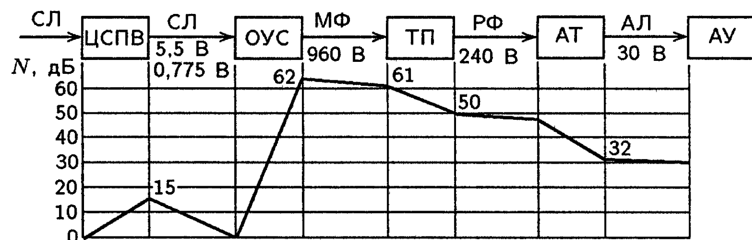



**Рис. 19.4.** Диаграмма электрических уровней напряжения первой программы сети ПВ при частоте сигнала 1000 Гц

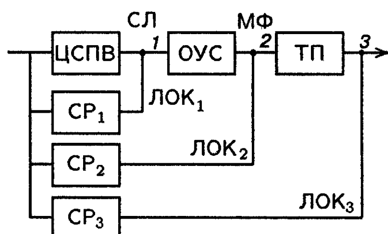



**Рис. 19.5.** Структурная схема контроля звеньев тракта ПВ

Двух- и трехзвенная сети ПВ оборудуют устройствами дистанционного управления и контроля, блокировки и защиты, при помощи которых можно с ЦСПВ включать ОУС (БП), переключать рабочие и резервные фидеры, контролировать качество передачи вещательного сигнала. Комплекс коммутационно-распределительной аппаратуры управления и контроля содержит: статив управления и контроля трансформаторными подстанциями (УКТП), размещаемый на ЦСПВ, статив выходной коммутации (СВК) устанавливаемый на ОУС; статив трансформаторной подстанции (СТП) и статив распределительных фидеров (СТР), устанавливаемые на ТП. Стативы СВК, СТП, СТР позволяют полностью автоматизировать работу сети ПВ.

При помощи сравнивающих устройств (СР) состояние объектов ПВ контролируется путем сравнения уровня сигналов на входе ЦСПВ и в контролируемых точках: на выходе ЦСПВ, на входе и выходе ОУС, на выходе ТП и в конце РФ (рис. 19.5). Подача контролируемых сигналов на ЦСПВ осуществлена по линиям обратного контроля ЛОК.

Исходя из собственной нестабильности действия оборудования ЦСПВ, СЛ, ОУС, МФ и изменений нагрузки распределительной сети, допустимый разбаланс уровней сигнала в точках *1, 2, 3* установлен соответственно 0,5, 2. .2,5, 2,5.. 4 дБ В случае нормальной работы звеньев тракта устройства индикации аварии и перехода на резерв не действуют

Сельские узлы проводного вещания, как правило, обслуживают несколько удаленных друг от друга населенных пунктов Число абонентских устройств, приходящихся на километр линии (удельная плотность АУ), в сельской местности весьма мала, что обусловливает большую протяженность сетей ПВ и малый КПД Рентабельность подобных УПВ низка. Сельские системы ПВ должны быть образованы из отдельных независимых объединений, состоящих из обслуживаемых УПВ (с двухзвенной распределительной сетью), находящихся в районных центрах,



и автоматических УПВ, рассредоточенных по всей территории района Управление и контроль автоматизированных УПВ осуществляют из обслуживаемого УПВ.

## 19.2. Системы многопрограммного проводного вещания

Передачу сигналов различных программ организуют в системах многопрограммного ПВ (МПВ) токами звуковых частот или модулированными токами ВЧ.

Для передачи сигналов ЗВ токами звуковых частот используют несколько усилителей звуковой частоты (УЗЧ) и многопарную сеть (как правило, кабельную), а АУ дополняют переключателем каналов Р (рис. 19.6,*а*). Из-за сложности и дороговизны многопарной сети ее организуют в ограниченных пределах, на небольших территориях, например в гостиницах, больницах, общежитиях, студенческих и военных городках

Высокочастотная система МПВ с амплитудной модуляцией может быть организована при использовании однопарной сети. Для этого на станции ПВ устанавливают несколько передатчиков Пер, а АУ в данном случае представляет собой простейший приемник прямого усиления с переключаемыми ПФ (рис. 19.6,*б*). Далее следует усилитель высоких частот УВЧ, детектор Д, регулятор громкости РГ, усилитель звуковых частот УЗЧ. Для передачи ВЧ сигналов чаще всего используют телефонную сеть, реже электроосветительную Оба варианта реализуют и на сетях кабельного телевидения, причем для первого используют кабель с несколькими (по числу организуемых каналов) парами, а во втором — с одной симметричной парой

Чтобы исключить проникновение токов ВЧ в коммутационную аппаратуру АТС и токов сигналов телефонии на выходы передатчиков, каждую телефонную АЛ снабжают устройством подключения, состоящим из ФНЧ и ФВЧ (рис. 19 7) Фильтры аналогичного назначения устанавливают у абонента Кабельные телефонные сети хорошо защищены от проникания внешних помех, поэтому сигналы ЗВ имеют небольшое напряжение (порядка десятков милливольт)

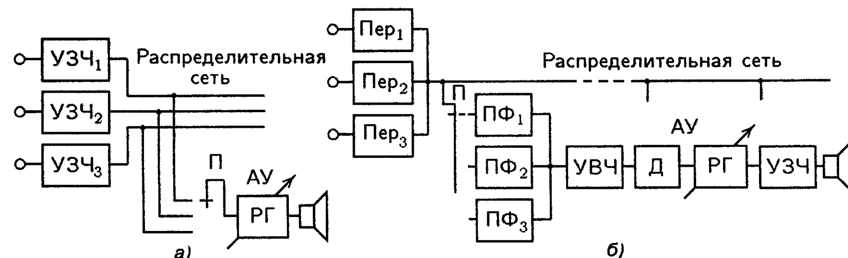



**Рис. 19.6.** Варианты организации многопрограммного ПВ *а* — токами звуковых частот, *б* — модулированными токами ВЧ

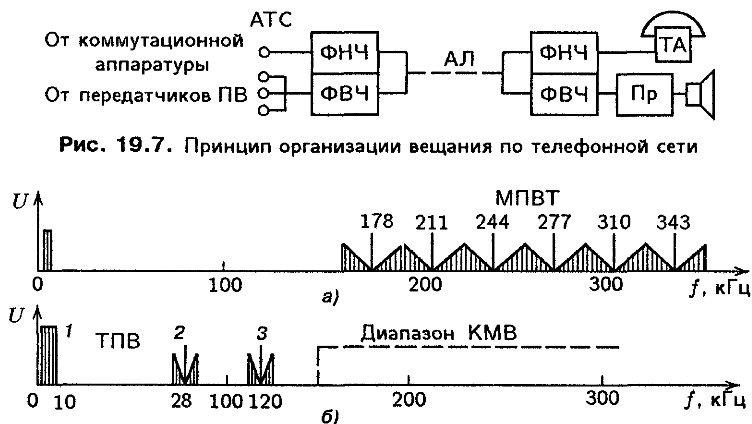



**Рис. 19.7.** Принцип организации вещания по телефонной сети

**Рис. 19.8.** Расположение частотных каналов в системах: *а* — МПВ-Т; *б* — ТПВ

Несущие частоты системы МПВ-Т располагаются в диапазоне КМВ, поскольку этот диапазон в Европе не используется для РВ (рис. 19.8,*а*).

Развитие систем МПВ в нашей стране пошло по другому пути. Телефонные сети были развиты недостаточно, зато широкое распространение нашли одноканальные системы ПВ с собственными сетями. Поэтому было решено строить систему МПВ на их основе. Под руководством Л.Я. Кантора в НИИР (научно-исследовательский институт Радио) была разработана комбинированная система, названная системой *трехпрограммного проводного вещания* (ТПВ) В ней наряду с каналом звуковой частоты организованы два ВЧ канала с двухполосной амплитудной модуляцией на несущих частотах 78 и 120 кГц (рис. 19.8,*б*). Реализация этой системы связана со значительными трудностями. Из-за нелинейности стальных и биметаллических цепей канала высокого уровня (канал звуковых частот) в высокочастотных каналах возникает мультипликативная помеха. Ее уровень достигает −30 дБ в линиях со стальными проводами и −(40.. 50) дБ в линиях с биметаллическими (медь — сталь) проводами. Так как уровень помехи зависит от уровня несущей, то она особенно заметна в паузах и при слабых сигналах. Поэтому в передатчики ТПВ вводится автоматическое регулирование уровня несущей $N_{\text{нес}}$, дБ, в зависимости от уровня сигнала $N_{\text{вх}}$, дБ. Система регулирования построена так, что при слабых сигналах и в паузах передачи, когда переходная помеха наиболее заметна на слух, уровень несущей частоты понижается на 20 дБ (рис. 19.9) В этом случае переходная помеха минимальна.

При увеличении амплитуды модулирующего сигнала во избежание появления нелинейных искажений необходимо увеличивать и уровень несущей частоты При этом растет и переходная помеха Однако в этом случае помеха маскируется полезным сигналом Пределы регулирования уровня несущей частоты должны быть ограничены Нижний



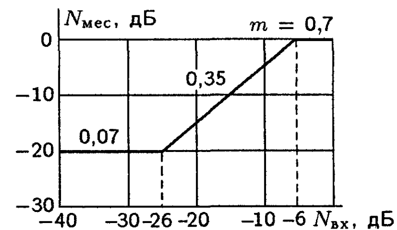



**Рис. 19.9.** Регулировочная характеристика передатчика ПВ

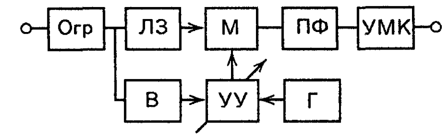



**Рис. 19.10.** Упрощенная структурная схема передатчика ПВ

предел определяется квадратичным участком вольтамперной характеристики амплитудного детектора трехпрограммного АУ. При детектировании АМ колебаний таким детектором большие нелинейные искажения возникают при малых значениях уровня радиосигнала. Поэтому уровень несущей частоты не должен понижаться более чем на 20 дБ. Из-за наличия этого квадратичного участка, а также из-за асимметрии боковых полос АМ радиосигнала заметные нелинейные искажения возникают при больших значениях коэффициента амплитудной модуляции $m$. В связи с этим максимальный коэффициент АМ в системе ТПВ ограничивают $m \leqslant 0{,}7$.

При регулировании уровня несущей частоты передатчика большое значение имеет выбор временны́х характеристик процесса регулирования. Время срабатывания регулирующего устройства должно быть мало, чтобы при быстром возрастании модулирующего сигнала уровень несущей успевал возрасти В противном случае появятся заметные на слух нелинейные искажения из-за перемодуляции Слишком быстрое нарастание уровня несущей частоты тоже нежелательно, так как это приведет к заметным переходным процессам в трехпрограммном АУ. В связи с этим время установления несущей $t_{\text{уст}}$, измеряемое длительностью процесса изменения уровня несущей от −20 до −1 дБ, выбирается меньшим времени адаптации слуха к кратковременным нелинейным искажениям, т.е. менее 10 мс. Необходимо также правильно выбрать длительность спада уровня несущей частоты, т.е время восстановления $t_{\text{вос}}$. Временем восстановления называют длительность процесса изменения уровня несущей от −1 до −20 дБ Если его выбрать большим, то в паузе модулирующего сигнала будет слышна переходная помеха Время восстановления выбирается таким, чтобы помеха в паузе передачи не прослушивалась $t_{\text{вос}} \approx 50$ мс.

Упрощенная структурная схема передатчика ТПВ изображена на рис. 19.10. В передатчике имеются ограничитель Огр, линия задержки ЛЗ, модулятор М, полосовой фильтр ПФ, усилитель модулированных колебаний УМК, выпрямитель сигнала В, управляющее устройство (регулируемое звено) УУ, генератор несущей частоты Г Линия задержки служит для того, чтобы процесс регулирования уровня несущей опережал изменения напряжения сигнала на модуляторе Полосовой фильтр

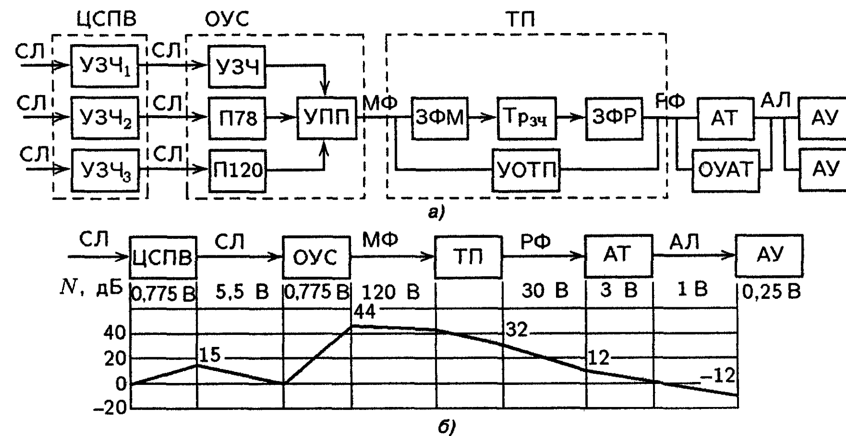



**Рис. 19.11.** Структурная схема системы ТПВ (*а*) и диаграмма уровней по напряжению радиосигналов второй и третьей программ (*б*)

ограничивает спектр АМ сигнала и подавляет гармоники несущей.

Высокочастотный тракт системы ТПВ, как и однопрограммной системы ПВ, также содержит станционную, линейную и приемную части (рис. 19.11,*а*). Однако функции этих частей значительно расширены. Станционная часть дополнительно содержит устройства преобразования сигналов звуковых частот в радиосигналы, усилители мощности высокочастотных колебаний и устройства подключения их к линейной части тракта. Линейная часть имеет устройства, снижающие затухания радиосигналов. В функцию приемной части дополнительно входит выбор программы, детектирование АМ сигналов и усиление сигналов звуковой частоты. Сигналы звукового вещания с выхода КРА по соединительным линиям СЛ поступают на входы усилителей звуковой частоты $УЗЧ_1...УЗЧ_3$, размещенных на центральной станции проводного вещания. С выхода ЦСПВ по СЛ сигналы поступают на опорную усилительную станцию. На ОУС сигналы первой программы подаются на мощный усилитель звуковой частоты УЗЧ. Сигналы второй и третьей программ модулируют несущие колебания с частотами 78 и 120 кГц (соответственно передатчики П78 и П120).

Усиленные до 960 В сигналы первой программы и до 120 В радиосигналы второй и третьей программ при помощи устройства подключения передатчиков УПП подаются на вход МФ.

На рис. 19 11,*б* приведена диаграмма уровней напряжения радиосигнала второй или третьей программ. На ОУС уровень напряжения радиосигнала после передатчика составляет 44 дБ и соответствует 120 В. В конце МФ под влиянием вносимого линией затухания уровень понижается на 2 дБ и на входе ТП равен 42 дБ (98 В) Распределительная фидерная линия для радиосигналов имеет значительно большее затухание (20 дБ), чем для сигнала первой программы вещания, и на входе



АТ уровень снижается до 12 дБ (3 В). На АТ уровень радиосигнала понижается на 10 дБ, абонентская линия вносит затухание 12 дБ, и на вход трехпрограммного АУ поступает сигнал с уровнем напряжения минус 12 дБ (0,25 В).

Линии и трансформаторы сетей ПВ вносят большие потери при передаче сигналов второй и третьей программ. Так, на частотах радиосигналов 78 кГц и выше затухания напряжения в линии длиной 5 км достигают 20 дБ. Неоднородности линий (например, кабельные вставки и отводы) приводят к еще большему затуханию. При передаче радиосигналов второй и третьей программ КПД трансформаторов уменьшается в несколько раз по отношению к КПД на частотах звукового диапазона.

Для уменьшения затухания радиосигналов и получения в каждой линии ПВ режима бегущей волны проводится высокочастотная обработка сетей ПВ с помощью специальных дополнительных устройств. С этой целью применяют устройства подключения передатчиков (УПП); устройства обхода ТП (УОТП), в состав которых входят заградительные фильтры магистрального (ЗФМ) и распределительного (ЗФР) фидеров, исключающие возможность прохождения токов второй и третьей программ по первичной и вторичной обмоткам трансформатора звуковой частоты $Тр_{зч}$; обходные устройства АТ (ОУАТ); различные согласующие устройства, подключаемые к магистральным и распределительным фидерным линиям.

## 19.3. Станционное оборудование УПВ

**Абонентские устройства.** В станционные сооружения трехзвенной системы ПВ входят ЦСПВ, ОУС, ТП. С удаленными ТП, к которым не проложены резервные МФ, сблокированы усилительные станции, называемые блок-подстанциями БП. При аварии МФ питание ТП осуществляется при помощи БП, связанной с ЦСПВ соединительной линией. В двухзвенных сетях используют усилительные станции УС.

Оборудование ЦСПВ предназначено для усиления сигналов ЗВ, поступающих от источников программ — РД, КРА, МТС, подачи их на ОУС (УС), а также для управления оборудованием ОУС, ТП и БП, контроля состояния и измерения параметров оборудования ОУС, ТП, БП, линий ПВ

Современное оборудование ЦСПВ содержит до четырех независимых усилительных трактов — по числу передаваемых программ ЗВ и дополнительной программы, например для подачи на уличные громкоговорители Упрощенная структурная схема одного из трактов ЦСПВ изображена на рис. 19.12 Сигналы ЗВ по СЛ через кросс и статив линейной коммутации СЛК поступают на вход тракта, состоящего из корректирующего контура $КК_1$, исправляющего АЧХ входящей СЛ, установочного регулятора уровня УР, ограничителя максимальных уровней Огр, линейного усилителя ЛУ, корректирующего контура $КК_2$, исправляющего АЧХ исходящей СЛ, и линейного трансформатора ЛТ. Контроль

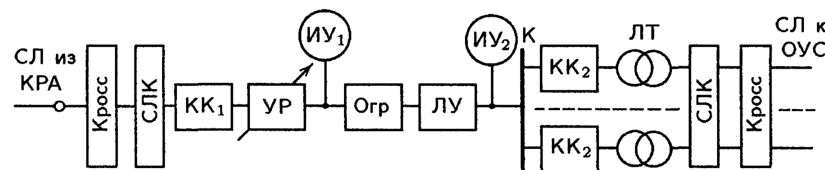



**Рис. 19.12.** Упрощенная структурная схема одного усилительного тракта ЦСПВ

входных и выходных уровней осуществляется при помощи измерителей уровня ИУ$_1$ и ИУ$_2$ Номинальные уровни сигнала на входе и выходе тракта составляют соответственно 0 и 15 дБ При корректировании длинных исходящих СЛ контуром КК$_2$ допускается увеличение выходного уровня до 30 дБ Потребляемая при этом каждой СЛ мощность достигает примерно 1 Вт Поэтому в качестве ЛУ приходится применять довольно мощные усилители (100 Вт и более)

Для местного вещания и передачи экстренных объявлений на ЦСПВ оборудуется речевая дикторская студия и устанавливаются магнитофоны

Работа операторов ЦСПВ больших городов очень сложна и напряженна При появлении сигналов неисправности операторы детально анализируют результаты контроля и принимают решение о выезде ремонтных бригад Особенно возрастает напряженность во время крупных аварий, вызванных повреждениями линий при грозе и сильном ветре Важно правильно выбрать очередность устранения повреждений с учетом значимости объектов Программа действий, хранящаяся в памяти ЭВМ, может «подсказать» персоналу стратегию действий и варианты решений для различных случаев «нештатного» поведения сети

Решающее значение для устойчивой работы ЦСПВ больших городов имеет электроснабжение Для питания ЦСПВ устраивают несколько силовых вводов от различных ТП электросети, а также используют дизельную блок-электростанцию и аккумуляторную батарею, находящуюся в режиме постоянного подзаряда (в буферном режиме)

Для управления объектами ПВ городов небольшой и средней величины применяют упрощенное оборудование, обладающее тоже достаточно широкими возможностями Оборудование содержит пульт городского проводного вещания (ПГПВ), стойку подачи сигналов программ, управления и контроля усилительными объектами (СПКУ) и статив управления и контроля ТП и БП (УКТП) При помощи входного коммутатора пульта можно набирать сигналы четырех различных программ от десяти источников Предусмотрена подача 56 разных команд управления объектами и контроля выполнения команд управления Для документальной фиксации аварий используют печатающие устройства В отличие от оборудования ЦСПВ больших городов в этом случае используют не групповой ЛУ а индивидуальные ЛУ для каждой СЛ, идущей на усилительные станции Они размещены на СПКУ Каждая СПКУ содер-



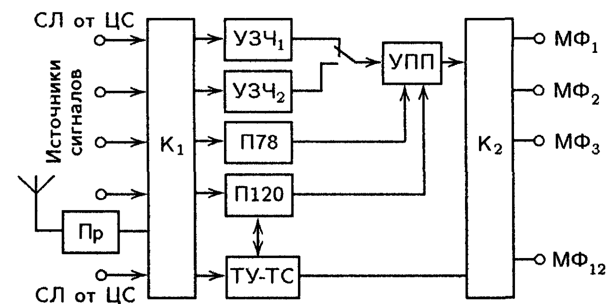



**Рис. 19.13.** Структурная схема ОУС

жит десять комплектов подачи сигналов программ и команд управления Если этого количества не хватает, добавляют стойки СПКУ

Сигналы программ передают на ОУС по отдельным физическим цепям СЛ ГТС, хотя вполне возможно сигналы 2-го и 3-го каналов передавать токами высокой частоты по одной СЛ вместе с сигналом 1-ой программы Для передачи команд управления и сигналов о выполнении команд («квитанции») используют в обоих направлениях один канал тональной частоты ТЧ Управление уличными громкоговорителями осуществляется при помощи аппаратуры включения уличных динамиков АВУД

**Оборудование ОУС.** К усилительным объектам децентрализованных систем ПВ относятся опорные усилительные станции ОУС и блок-подстанции БП Структурная схема ОУС изображена на рис 19 13 Она содержит два усилительных комплекта УЗЧ$_1$ и УЗЧ$_2$ (один из них рабочий другой — резервный), передатчики 2-й и 3-й программ (П78 и П120), устройство подключения передатчиков УПП, резервные источники программ — радиоприемники, исполнительные устройства системы телеуправления и телесигнализации ТУ-ТС, выпрямители, питаемые от вводов силовой электросети, иногда собственный источник электропитания Входящие и исходящие СЛ и МФ присоединяются к аппаратуре ОУС при помощи коммутационных устройств К$_1$ и К$_2$

Типовое оборудование ОУС рассчитано на подключение от 2 до 12 МФ Для усилительных станций городских узлов серийно выпускались УЗЧ номинальной мощности 1,25, 5 и 15 кВт (УПВ-1, УПВ-5, УПВ-15), а малыми партиями УЗЧ мощностью 10, 30 и 50 кВт (УВ-10, УВ-30, УВ-30/50) В небольшом количестве были выпущены УЗЧ мощностью 60 кВт Номинальное выходное напряжение УЗЧ 240 В Передатчики имеют мощность 60, 120 Вт (УПТВ-60x2), 250/500 Вт (ПТПВ-250/500) и выходное напряжение 30 и 120 В

Устройства выходной коммутации, устройства подключения передатчиков УПП, повышающие фидерные трансформаторы 240/960 В, блок телеуправления-телесигнализации ТУ-ТС и контроля располагаются на стативах выходной коммутации СВК Резервными источниками

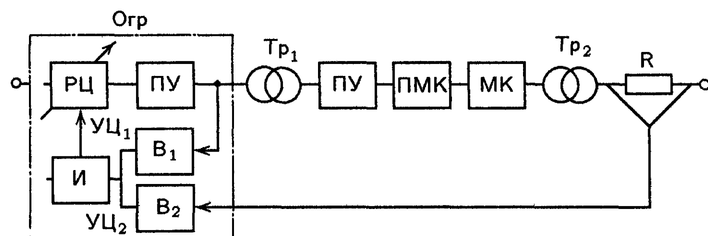



**Рис. 19.14.** Типичная структурная схема оконечного усилителя

сигналов программ служат профессиональные радиоприемники.

УЗЧ и передатчики ПВ отличаются некоторыми особенностями. Эти особенности определяются следующими обстоятельствами:

1. Ввиду большой мощности УЗЧ и передатчики должны быть экономичными. Потребление электрической мощности должно уменьшаться при снижении нагрузки и в паузах передачи.

2. Для поддержания примерного постоянства громкости АУ напряжение на выходе не должно заметно меняться при изменении числа включенных АУ, повреждениях на сети ПВ и изменении отбираемой мощности при резервировании вышедших из строя объектов.

3. Нагрузка УЗЧ и передатчиков является не чисто активной, а комплексной. Ее величина на разных частотах различна. Необходимо учитывать это обстоятельство при расчете выходных каскадов.

4. Необходима защита от превышения номинального уровня и резкого уменьшения сопротивления нагрузки при коротких замыканиях на линиях распределительной сети ПВ.

5. УЗЧ и передатчики должны быть защищены от появления на линиях ПВ посторонних напряжений от грозовых разрядов и соприкосновения проводов линий ПВ с проводами линий электрического транспорта и силовой электросети.

6. УЗЧ и передатчики должны обладать высокой надежностью и быть снабжены системой аварийной сигнализации, поскольку они, как правило, устанавливаются на необслуживаемых объектах ПВ и управляются дистанционно.

Типичная структурная схема оконечного усилителя (ОУ) ПВ изображена на рис. 19.14 На его входе стоит ограничитель максимальных уровней Огр. В нем имеется регулируемая цепь РЦ и две управляющие цепи УЦ, содержащие выпрямители В и интегратор И Первая срабатывает при превышении номинального входного уровня, вторая — при резком увеличении нагрузки, например вследствие короткого замыкания линии. При этом увеличиваются ток и падение напряжения на резисторе R.

После ограничителя следуют предварительный усилитель ПУ, предмощный и мощный каскады ПМК и МК. Предмощный каскад необходим потому, что мощный каскад, выполненный на лампах, для увеличения КПД действует в режиме $AB_2$ и его сеточные токи нагружают предыдущий каскад, причем нагрузка является нелинейной. Во избежание искажения формы сигналов ПМК должен обладать значительной мощностью



Совершенствование ОУ направлено на повышение КПД и параметров качества, улучшение надежности, перевод на транзисторы вместо ламп.

Существенное повышение КПД можно получить при работе выходного каскада мощного усилителя в ключевом режиме. В таком усилителе выходной каскад находится в открытом или в закрытом состоянии. К такого рода усилителям относятся усилители класса D. Принцип формирования сигнала в этом усилителе заключается в том, что аналоговый сигнал ЗВ при помощи широтно-импульсной модуляции (ШИМ) преобразуется в последовательность импульсов с одинаковой амплитудой, модулированных по длительности. На нагрузке после демодуляции получают сигнал, соответствующий исходному аналоговому. В усилителе класса D КПД достигает 95...97 %. К недостаткам усилителя относится более высокий уровень нелинейных искажений и малый динамический диапазон.

Другой способ повышения КПД, свободный от указанных недостатков, заключается в том, что в усилителе используют комбинацию линейного и ключевого режимов при малых уровнях сигнала включается маломощный усилитель, работающий в линейном режиме, а при больших — мощный, работающий в ключевом режиме. Такое сочетание режимов усиления позволяет существенно увеличить динамический диапазон и получить меньшие нелинейные искажения. При этом КПД достигает 80 %.

В усилителях ПВ «Днепр-К» используются блоки ключевых усилителей мощности (УМК-0,5), действующие в линейно-ключевом режиме, обеспечивающие номинальную выходную мощность не менее 0,525 кВт. Ключевой усилитель является оконечным каскадом усиления мощности колебаний звуковой частоты, непосредственно обеспечивающий потребителей энергией звукового сигнала через выходной согласующий трансформатор и локализатор повреждений в цепи нагрузки. Длительностью открытого и закрытого состояния ключевого элемента, управляет схема на основе сравнения входного и выходного напряжений

Кассеты ключевого усилителя мощности УМК-0,5 содержат в своем составе собственно ключевой усилитель мощности, выполненный по мостовой схеме с согласующим входным трансформатором, устройство защиты усилителя от перегрузок, и устройство отключения усилителя от общей цепи нагрузки (при суммировании мощностей блоков) в случае повреждения последнего Устройство защиты, в свою очередь, содержит два контура защиты контур ограничения максимального тока в транзисторах усилителя (аналоговый) и контур ограничения максимальной мощности рассеивания на силовых транзисторах усилителя (дискретное звено), а также генератор запуска системы защиты в исходный рабочий режим

В усилителях «Днепр-К-0,5» два блока УМК-0,5, «Днепр-К-1,0» — три «Днепр-К-1,5» — четыре, «Днер-К-2,5» — шесть, «Днепр-К-50» — 12 Число блоков в усилителях серии «Днепр-К» превышает необходимое, исходя из номинальной мощности Блоки действуют в облегченном режиме, что повышает их эксплуатационную надежность При отказе одного из блоков остающиеся переходят в номинальный режим При этом все параметры качества сохраняются неизменными При аварии более чем одного блока автоматическое устройство анализирует обстановку и включает резисторы в цепь нагрузки, чтобы уменьшить отбираемую мощность Другое автоматическое устройство предназначено для отключения от усилителя неисправного фидера при резком уменьшении его входного сопротивления, обрыве, заземлении одного из проводов, касании проводов линии электропередачи

Широкое применение в системах ПВ получил усилитель «Енисей-К 5,0» мощностью 5 кВт В нем используется широтно-импульсная модуляция В выходном каскаде применены мощные полевые транзисторы

Для стабилизации выходного напряжения при изменении сопротивления нагрузки во всех усилителях ПВ применяют отрицательную обратную связь по напряжению глубиной до 18 26 дБ

Передатчики ТПВ в отличие от передатчиков РВ обладают сравнительно небольшой мощностью Их главная особенность, как уже указывалось ранее, — режим автоматического регулирования уровня несущей Это сделано для уменьшения переходных помех

Совершенствование передатчиков также направлено на повышение КПД, параметров качества и надежности Это достигается унификацией блоков формирования АМ сигналов с регулируемой несущей для передатчиков различной мощности и применением ключевых режимов

Важно, чтобы взаимное влияние передатчиков было сведено к минимуму Для этого в передатчиках применена глубокая отрицательная связь по напряжению 18 дБ или 8 раз, что существенно уменьшает их выходное сопротивление Кроме того, выход каждого передатчика шунтируют последовательным контуром, настроенным на несущую частоту другого передатчика Выходы передатчиков соединены последовательно, и токи каждого фактически обходят цепь другого по цепи последовательного LC-контура

Схема подключения передатчиков второй и третьей программ к сети ПВ показана на рис 19 15 Напряжение звуковой частоты сигналов первой программы поступает в МФ со вторичной обмотки фидерного повышающего трансформатора ФПТ через вторичную обмотку $Тр_{вч}$ высокочастотного трансформатора УПП

Вторичная обмотка выполнена из двух секций ($L_2/2$) включенных в оба провода МФ Передатчики второй и третьей программ подключают к трансформатору через конденсаторы C3 C6 при этом конденсаторы C4 и C6 оказывают малое сопротивление радиосигналам частотой 78 кГц и выше Передатчик второй программы нагружен на параллельный контур L3(C3 + C5) настроенный на частоту 78 кГц Нагрузкой



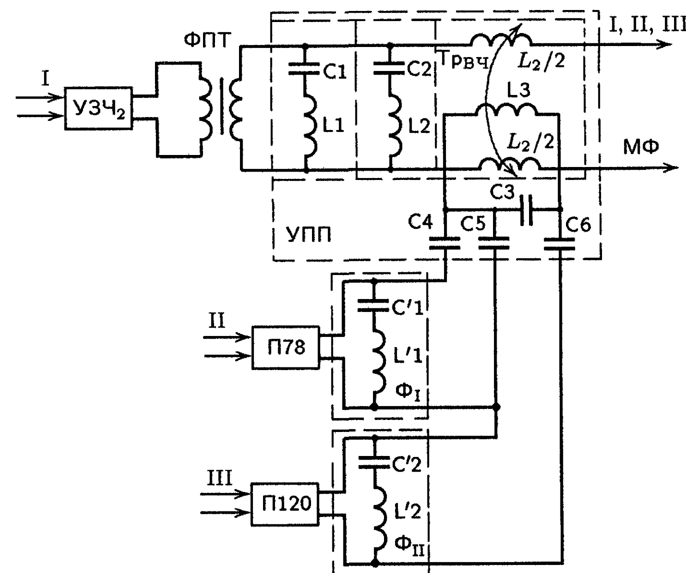



**Рис. 19.15.** Схема подключения передатчиков второй и третьей программ к сети ТПВ

для передатчика третьей программы является контур L3C3 с резонансной частотой 120 кГц

Последовательные контуры L1C1 (L'1C'1) и L2C2 (L'2C'2) настроены на частоты соответственно 120 и 78 кГц и представляют малые сопротивления для токов этих частот При помощи последовательных контуров передатчик второй программы П78 защищен от радиосигналов третьей программы передатчик третьей программы П120 — от радиосигналов второй программы, а выход УЗЧ — от радиосигналов обеих программ

**Оборудование ТП.** Трансформаторные подстанции содержат статив трансформаторной подстанции СТП и статив распределительных фидеров СТР (рис 19 16)

К СТП подведены основной и резервный МФ В СТП установлены два понижающих трансформатора звуковых частот $Тр_{зч}$ Чтобы межвитковые емкости их обмоток не шунтировали МФ и РФ по высокой частоте имеются заградительные фильтры ЗМФ и ЗРФ Энергия высоких частот идет в обход $Тр_{зч}$ через разделительные конденсаторы С являющиеся заграждением для токов звуковых частот и понижающий ВЧ трансформатор $Тр_{вч}$ Фильтры ЗФМ и ЗФР совместно с $Тр_{вч}$ и конденсаторами С образуют устройство обхода трансформаторной подстанции УОТП (или устройство подключения трансформаторной подстанции УПТП)

Контакторы $К_1$ и $К_2$ служат для подключения аппаратуры ТП только к одному из МФ Их действием управляют дистанционно с ЦСПВ

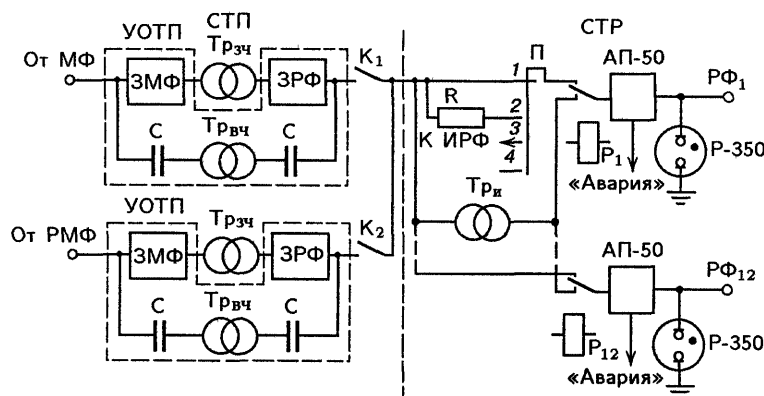



**Рис. 19.16.** Структурная схема оборудования ТП

При помощи СТР энергия звуковых и высоких частот распределяется по РФ, число которых может достигать десяти Кроме того, к СТР подключаются два фидера уличных громкоговорителей Переключателем П любой РФ подключают к выходу СТП непосредственно (положение 1 — основной режим действия), через ограничительные сопротивления R (положение 2 — при повреждении РФ) или к устройству измерения параметров распределительных фидеров ИРФ (положение 3) Фидер может быть полностью отключен (положение 4) С помощью контактов реле Р любой РФ переключают на питание от измерительного трансформатора $Тр_и$ и тем самым отсоединяют по постоянному току от других РФ Последнее необходимо для того, чтобы определить затухание этого РФ

Для защиты оборудования ТП от чрезмерных токов, возникающих при коротком замыкании РФ, служат защитные автоматы АП-50 При их срабатывании на ЦСПВ подается сигнал «Авария» Защитой оборудования ТП от опасных напряжений, которые могут возникнуть на РФ при грозовых разрядах, служат разрядники Р-350

**Абонентские устройства.** Абонентское устройство состоит из ограничительного сопротивления $R_{огр}$ абонентской проводки АП (от лестничной клетки до абонентской розетки) и приемного устройства Ограничительное сопротивление $R_{огр} = 600$ Ом включают для предотвращения коротких замыканий в абонентской линии при коротком замыкании в приемном устройстве или абонентской проводке

Однопрограммное приемное устройство (рис 19 17,*а*) представляет собой абонентский громкоговоритель АГ с понижающим трансформатором Т и регулятором громкости РГ, помещенными в специальный корпус, выполняющий функции акустического оформления

В качестве РГ в приемных устройствах чаще всего используют резистивные потенциометрические регуляторы Применяют и трансформаторный РГ В этом случае вторичная обмотка понижающего трансформатора выполняется с отводами В городских и сельских системах ПВ применяют в основном приемные устройства с рабочим диапазоном частот 150 5000 Гц, неравномерностью АЧХ до 15 дБ и коэффициентом гармоник 7 % на частотах выше 200 Гц



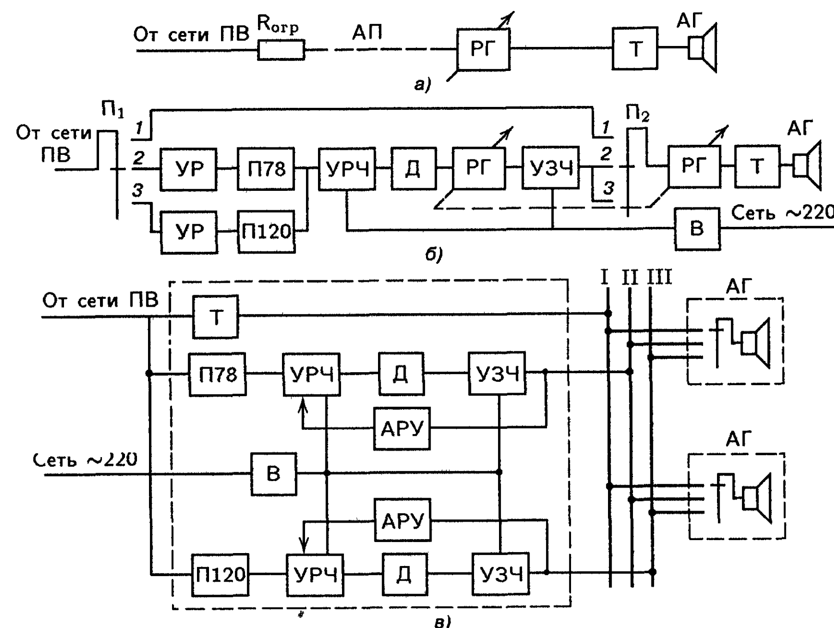



**Рис. 19.17.** Структурная схема однопрограммного (*а*), индивидуального трехпрограммного (*б*) абонентских устройств, группового (*в*) приемного устройства системы ТПВ

Приемные устройства для сети ТПВ делят на индивидуальные и групповые Индивидуальный приемник собран по схеме прямого усиления (рис 19 17,*б*) Его чувствительность 250 мВ обеспечивается усилителями по радиочастоте (УРЧ) и звуковой частоте (УЗЧ), между которыми включен детектор Д Полосовые фильтры П78 и П120 предназначены для разделения сигналов второй и третьей программ Питание осуществляется от выпрямителя В Программа выбирается переключателем $П_1$-$П_2$ Установочные регуляторы УР позволяют уравнять напряжения радиосигналов второй и третьей программ вещания Остальные элементы, имеющиеся на рисунке, аналогичны рис 19 17,*а*

Групповой приемник трехпрограммного вещания ГПТВ, предназначенный для обслуживания значительного числа абонентов, представляет собой два параллельно работающих приемника прямого усиления (рис 19 17,*в*) С выхода ГПТВ сигналы программ вещания подаются в сеть здания, выполненную трехпарным кабелем Однопрограммные абонентские громкоговорители АГ снабжены переключателем, позволяющим выбрать любую из трех программ

Групповые приемные устройства устанавливают в больницах гостиницах, общежитиях. Чувствительность таких приемников не менее 100 мВ, выходная мощность несколько десятков ватт. Для поддержания постоянства уровня при изменении нагрузки и затухания линии служит автоматический регулятор уровня АРУ.

## 19.4. Расчет линий проводного вещания

Электрические характеристики линий ПВ и трансформаторов на звуковых частотах и радиочастотах второй и третьей программ различаются весьма сильно. Поэтому их рассчитывают раздельно для каждого диапазона частот. При этом на звуковых частотах определяют затухание и входное сопротивление линий, коэффициент частотных искажений и мощность, требуемую для питания линий ПВ.

Линии ПВ характеризуют *первичными параметрами*, приходящимися на 1 км ее длины, или километрическими величинами. Это километрическое активное сопротивление $R_л$, Ом/км, индуктивность $L_л$, Гн/км, проводимость $G_л$, См/км, емкость $C_л$, Ф/км. Полное сопротивление линий длиной 1 км $Z_л = R_л + i\omega L_л$, а полная проводимость $Y_л = G_л + j\omega C_л$.

Если параметры линии не меняются вдоль линии, то линию называют однородной. Магистральные фидеры МФ и соединительные линии СЛ относятся к однородным линиям. Для расчета их затухания пользуются формулой

$$a_л = 20\lg\left|\frac{U_1}{U_2}\right| = 20\lg\left|\operatorname{ch}\gamma\ell + \frac{Z_в}{Z_н}\operatorname{sh}\gamma\ell\right|, \qquad (19.1)$$

где $U_1$ и $U_2$ — напряжения в начале и конце линии; $Z_в$ — волновое сопротивление; $Z_н$ — сопротивление нагрузки линии; $\ell$ — длина линии.

Входное сопротивление линии

$$Z_{вх} = Z_н\frac{\operatorname{ch}\gamma l + (Z_в/Z_н)\operatorname{sh}\gamma l}{\operatorname{ch}\gamma l + Z_н/Z_в}\operatorname{sh}\gamma l, \qquad (19.2)$$

где $\gamma$ — постоянная распространения волны характеризует значения напряжения или тока в любой точке линии и их фазу по отношению к напряжению или току в начале линии:

$$\gamma = \sqrt{Z_л Y_л} = \alpha + j\beta = a_\gamma \exp j\varphi_\gamma, \qquad (19.3)$$

где $a_\gamma = \sqrt{\alpha^2+\beta^2}$; $\varphi_\gamma = \operatorname{arctg}(\beta/\alpha)$. Вещественная часть постоянной распространения $\alpha$ показывает изменение амплитуды или тока на отрезке линии длиной 1 км. В бесконечно длинной линии на отрезке 1 км амплитуда напряжения или тока уменьшается в $\exp\alpha$ раз или на $20\lg(\exp\alpha) = 8{,}68\alpha$ дБ. Мнимая часть $\beta$ показывает изменение (отставание) фазы напряжения или тока в радианах на километр.



Волновое сопротивление линии

$$Z_в = \sqrt{Z_л/Y_л} = |Z_в|\exp j\gamma_в. \qquad (19.4)$$

С ростом частоты модуль постоянной распространения $\gamma$ увеличивается, а модуль волнового сопротивления $Z_в$ уменьшается. Постоянную распространения и волновое сопротивление называют *вторичными (волновыми) параметрами линии*.

Рассмотрим некоторые частные случаи, когда соотношения для расчета однородной линии можно существенно упростить.

1. Линия нагружена на сопротивление ($Z_в = Z_н$). Подставив это равенство в (19.1) и (19.2), получим

$$a = 20\lg|\exp\gamma l| = 20\lg|\exp(\alpha l)\exp(j\beta l)| = 8{,}68al; \quad Z_{вх} = Z_в. \qquad (19.5)$$

2. Электрические линии удовлетворяют условию $|\gamma l| \geqslant 1{,}5$. В этом случае можно принять $\operatorname{ch}\gamma l \approx \operatorname{sh}\gamma l$ с погрешностью, не превышающей 10 %. Из (19.1) и (19.2) следует тогда, что

$$a = 20\lg|1 + (Z_в/Z_н)\operatorname{ch}\gamma l|; \quad Z_{вх} = Z_в. \qquad (19.6)$$

3. Если линия разомкнута в конце, то $Z_н = \infty$. Учитывая это условие, найдем

$$a = 20\lg|\operatorname{ch}\gamma l|; \quad Z_{вх} = Z_в|\operatorname{th}\gamma l|. \qquad (19.7)$$

Для расчета распределительных фидеров и абонентских линий, которые не относятся к однородным, применяют различные методы.

Если в линию включено небольшое число сосредоточенных нагрузок, то используют метод расчета линий по участкам: каждый участок рассматривают как однородную линию, нагруженную в конце. Расчет начинают с конца линии. Вначале по выражениям (19.1) и (19.2) определяют затухание $a_{л1}$ и входное сопротивление $Z_{вх1}$ первого (от конца) участка, нагруженного на проводимость $Y_н = Y_1$. Затем определив $Z_{вх1}$ и зная $Y_2$, определяют нагрузочную проводимость $Y_{н2} = 1/Z_{вх1}+Y_2$ второго участка и рассчитывают $a_{л2}$ и $Z_{вх2}$. Подобно этому рассчитывают затухания и входные сопротивления всех участков. Общее затухание линии будет равно сумме затуханий ее участков, а входное затухание — входному затуханию последнего (первого от начала участка).

Метод эквивалентных параметров применяют в том случае, если нагрузка равномерно распределена вдоль линии. При этом распределительный фидер (или абонентскую линию) можно рассматривать как однородную линию, разомкнутую на конце с эквивалентной километрической проводимостью $Y_{эк} = Y_л + n/Z_н$, где $n$ — число сосредоточенных нагрузок $Z_н$ на отрезке линии длиной 1 км.

Затухание и входное сопротивление линии рассчитывают по формулам:

$$a_л = 20\lg|\operatorname{ch}\gamma_{эк}\ell|; \quad Z_{вх} = Z_{эк}\operatorname{cth}\gamma_{эк}\ell, \qquad (19.8)$$

где $\gamma_{эк} = \sqrt{Z_л Y_{эк}}$, $Z_{в\,эк} = \sqrt{Z_л / Y_{эк}}$.

Неравномерность АЧХ определяют как разность максимального и минимального затухания в заданной полосе частот.

Несмотря на ряд упрощений, рассмотренные методы расчета достаточно трудоемки. Практически для линий с определенным типом нагрузки произведение $Nl$ ($N$ — число абонентских устройств; $\ell$ — длина линии) постоянно при заданном затухании линии. Поэтому максимально допустимое число АУ (норма нагрузки) определяется по графикам или таблицам по максимально допустимому коэффициенту нагрузки $Nl$.

Для короткой однородной линии (воздушная линия до 8 км и подземная кабельная 4...7 км) с произвольным распределением нагрузки по ее длине

$$N'l' = N_1\ell_1 + N_2\ell_2 + \ldots + N_m\ell_m,$$

где $N_1$, $N_2$,..., $N_m$ — число АУ в каждой точке подключения; $\ell_1$, $\ell_2$,..., $\ell_m$ — длины участков в километрах между началом линии и точкой подключения соответствующей нагрузки.

Если вся нагрузка с числом АУ $N_s$ сосредоточена в конце линии длиной $\ell$, то $N'\ell = N_s\ell$, для линий с равномерным подключением нагрузки $N'l' = 0{,}5N_s\ell$. Нормы нагрузки для длинных линий определяют по таблицам, приведенным в справочной литературе.

Расчет линий ТПВ на радиочастотах второй и третьей программ, в основном, сводится к определению затухания и сравнению его с допустимым и к определению мощности, потребляемой линиями.

Максимально допустимое затухание сети $a_{доп}$, определяется отношением напряжения на выходе передатчика ТПВ $U_{п\,вых}$ к номинальному входному напряжению приемника $U_{пр\,вх}$. Так, при $U_{п\,вых} = 120$ В и $U_{пр\,вх} = 0{,}25$ В; $a_{доп} = 20\lg(U_{п\,вых}/U_{пр\,вх}) = 20\lg(120/0{,}25) = 54$ дБ.

Если общее затухание сети окажется меньше $a_{доп}$, то в линию с выхода передатчика можно подавать меньшее напряжение, если рассчитанное затухание сети превысит допустимое, необходимо уменьшить длину линий, заменить стальные провода биметаллическими.

Мощность, потребляемая РФ или МФ, определяется напряжением на входе линии и ее входным сопротивлением $P = U^2_{п\,вых}/Z_{вх}$. При расчетах принимают входное сопротивление МФ равным 600 Ом, биметаллических РФ 400 Ом и стальных РФ 600 Ом. Для снижения потребляемой линиями мощности выходное напряжение передатчика снижают до минимально допустимого.

Очевидно, что расчет линий ПВ связан с выполнением громоздких инженерных вычислений. Поэтому при проектировании сетей ПВ инженерные расчеты целесообразно проводить с использованием ЭВМ. Исходные данные для расчета линий, компьютерные программы, технические характеристики усилителей и передатчиков приведены в учебно-методическом пособии: Копылов А.М., Чернышева Т.В. Компьютерное проектирование сетей проводного звукового вещания. — М.: МТУСИ, 2002.



## 19.5. Искажения и помехи в системах проводного вещания

Линии ПВ в общем случае являются цепями с распределенными параметрами. Их свойства в значительной мере зависят от соотношения длины линии и длины волны. Волновые процессы приводят к заметным частотным искажениям. Меньшие, хотя тоже ощущаемые частотные искажения, возникают даже в случае, когда длина линии значительно меньше длины волны. В этом случае искажения определяются не волновыми процессами, а зависимостью первичных параметров (километрические сопротивление, индуктивность, емкость и проводимость) линии и сопротивления нагрузки от частоты.

Для коротких МФ и РФ, особенно мало загруженных, коэффициент передачи увеличивается в области частот 4...10 кГц. Это объясняется последовательным резонансом цепи, образованной индуктивностью проводов и распределенной емкостью между проводами. Если частотные искажения такого рода превышают допустимые значения, их уменьшают корректирующим шунтом, находящимся в конце линии. На воздушных линиях рекомендуется включать шунт, состоящий из последовательно соединенных конденсатора емкостью 0,1...0,2 мкФ и резистора с сопротивлением 300...1000 Ом. Параметры элементов уточняются при проведении измерений. На воздушных РФ, выполненных проводами из биметалла, при длине более 4 км или стали при длине более 2 км, шунт состоит из последовательно включенных конденсатора емкостью 0,1...0,2 мкФ и резистора сопротивлением 1000...1500 Ом. Параметры шунта для линий, выполненных кабелем МРМПЭ, при длине более 1 км составляют 0,07...0,1 мкФ и 250...300 Ом.

В воздушных РФ длиной более 6 км возникает спад коэффициента передачи на верхних звуковых частотах Чтобы уменьшить влияние распределенной емкости, на расстоянии 6 км от начала РФ включают понижающий трансформатор с $n = 0{,}5$. Пересчитанная в первичную обмотку емкость согласно правилу пересчета $Z' = Z/n^2$ оказывается в 4 раза меньше и слабее шунтирует цепь. Номинальные напряжения первого и второго участков РФ будут соответственно составлять 240 и 120 В. Это следует учитывать при выборе АТ для этих участков.

Радикальным средством уменьшения спада АЧХ на верхних частотах в кабельных линиях является их *пупинизация*

Затухание и частотные искажения в линиях ПВ возрастают при наличии неоднородностей — кабельных вставок и отводов Эти неоднородности особенно сказываются на передаче ВЧ сигналов. Для согласования цепей с разными волновыми сопротивлениями применяются цепочки с параллельной индуктивностью, компенсирующей емкость кабельной вставки, и высокочастотные автотрансформаторы, включаемые на обоих концах кабельной вставки

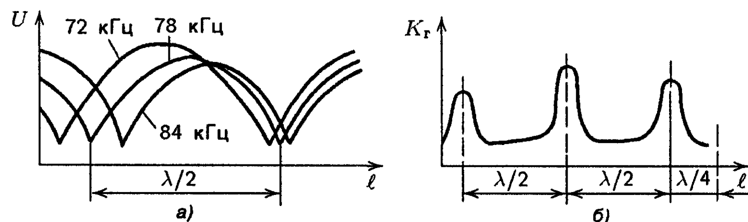



**Рис. 19.18.** Распределение узлов и пучностей для частот 72, 78, 84 кГц (*а*) и изменение коэффициента гармоник (*б*) вдоль линии

Фазовые искажения в линиях, по которым передаются токи звуковых частот, невелики и не сказываются на восприятии монофонических сигналов.

Особым образом частотные и фазовые искажения проявляются при передаче АМ сигналов. В частотных полосах высокочастотных каналов ТПВ в результате изменений модуля и фазы коэффициента передачи нарушается симметрия частотных составляющих нижней и верхней боковых полос. При детектировании такого сигнала амплитудным детектором возникают нелинейные искажения, которые увеличиваются с расширением спектра сигнала и увеличением коэффициента модуляции. Эти искажения особенно велики в линиях с проводами из ферромагнитного материала, несколько меньше в биметаллических проводах и практически отсутствуют в кабельных линиях с медными или алюминиевыми жилами.

Нелинейные искажения огибающей АМ сигналов в значительной степени обусловлены стоячими волнами. Узлы напряжения боковых частот смещены относительно узлов напряжения несущей частоты (рис. 19.18,*а*). В результате соотношения напряжений несущей и боковых частот оказываются нарушенными. В любой точке линии эти соотношения будут различными. Особенно большие нелинейные искажения возникают в тех точках линии, в которых находятся узлы напряжения несущей частоты (рис. 19.18,*б*). Они расположены через $\lambda/2$. Измеренные значения коэффициента гармоник на выходе детектора приемника ТПВ, включенного в эти точки, превышают 9 %. Возникающие нелинейные искажения возрастают с увеличением ширины спектра радиосигнала и коэффициента амплитудной модуляции. Эти искажения не позволяют организовать в системе ТПВ каналы второй и третьей программ, качество которых выше информационных. Для уменьшения нелинейных искажений необходимо приблизить электрический режим линий ПВ к режиму бегущей волны. Это достигается путем включения в конце линии шунта, сопротивление которого $R_ш$ близко к модулю эквивалентного волнового сопротивления линии $Z'_в$. Конденсатор $C_ш$ емкостью 0,02 мкФ необходим для того, чтобы резистор не потреблял значительной мощности звуковых частот. Если, например, в конце РФ напряжение звуковой частоты составит 200 В, а сопротивление



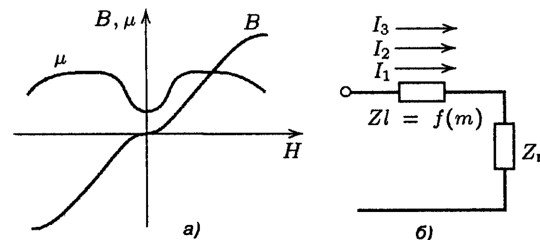



**Рис. 19.19.** К объяснению механизма возникновения переходной помехи в системе ТПВ: *а* — зависимость относительной магнитной проницаемости от напряженности поля; *б* — прохождение токов звуковых и высоких частот по нелинейной части

$R_ш = 600$ Ом, то $P = 200^2/600 \approx 70$ Вт.

Различия коэффициентов передачи и фазовые сдвиги между высокочастотными каналами ТПВ затрудняют использование СПВ для стереофонического вещания. Однако различия коэффициентов передачи можно скомпенсировать установочными регуляторами уровня РУ приемников ТПВ, уменьшить же фазовые сдвиги между сигналами, передаваемыми по разным каналам, простыми способами невозможно.

Линии ПВ практически не подвержены воздействию внешних помех. Однако нелинейность стальных проводов (в некоторой степени и биметаллических) приводит к появлению мультипликативной помехи от канала звуковых частот. Природа этой помехи такова. В ферромагнитных материалах магнитная индукция $B = \mu H$ нелинейно зависит от $H$, следовательно, и от величины тока. Положим для упрощения, что намагничивание идет по начальной кривой (рис. 19.19,*а*). Относительная магнитная проницаемость $\mu$ при увеличении $H$ сперва нарастает, затем на некотором участке остается постоянной и по мере приближения к насыщению убывает, причем $\mu$ не зависит от знака $H$ и потому совершает два периода изменения за период изменения $H$.

Ток, текущий по проводам линии, является суммой токов всех трех программ $I_1$, $I_2$, $I_3$ (рис. 19.19,*б*), но так как $I_1 \gg I_2 + I_3$, то можно считать, что изменения $\mu$ определяются изменениями $I_1$. Первичные километрические параметры $R$ и $L$ сложным образом зависят от $\mu$. Поэтому сопротивление проводов $Z = R + i\omega L$ является функцией второй гармоники $I_1$. Итак, токи $I_2$ и $I_3$ испытывают параметрическую модуляцию. В результате возникает переходная помеха. На линии со стальными проводами уровень переходной помехи достигает −30 дБ, а с биметаллическими проводами −(40...50) дБ. Это значительно выше уровня помех, допускаемых нормами для трактов ПВ. На линиях с медными или алюминиевыми проводами переходная помеха не возникает. Однако такое переоборудование связано с большим расходом цветных металлов и средств. Средством борьбы с переходной помехой является снижение уровня несущей ВЧ каналов при малых уровнях и в паузах

сигналов, передаваемых по этим каналам, поскольку напряжение переходной помехи пропорционально напряжению несущей.

Линии ТПВ сами могут явиться источником помех радиоприему. Частоты 78 и 120 кГц лежат вне радиовещательных диапазонов, но вторая и третья гармоники этих частот — 156, 234, 240 кГц лежат в пределах диапазона КМВ. Чтобы исключить эти помехи, прибегают к подавлению гармоник на выходе передатчиков ТПВ и симметрированию воздушных линий. При симметрии линий излучение невелико (400 мкВ/м вблизи МФ, 100 мкВ/м вблизи РФ). Но при резкой асимметрии, вызванной заземлением одного из проводов, напряженность поля, как показали измерения, возрастает в 10 раз. Поэтому следует следить за исправностью линий сети ПВ.

## 19.6. Современные телекоммуникационные технологии в радиотрансляционных сетях

### 19.6.1. Организация цифровых каналов звукового вещания

Новые технические возможности, появившиеся в связи с бурным развитием цифровых средств обработки и передачи звуковых сигналов, оказывают влияние на структуру построения сетей проводного вещания. В качестве примера рассмотрим организацию цифровых каналов городской трансляционной сети в Санкт-Петербурге.

Для организации каналов звукового вещания с полосами частот 20, 15, 10 и 7 Кгц в первичном цифровом потоке E1 (2048 кбит/с) в Санкт-Петербурге используется цифровое оборудование образования трактов звукового вещания «Отзвук», разработанное АОЗТ «Телэкс». Аппаратура рассчитана как на частичное, так и на полное использование потока E1, обеспечивает совместный прием, передачу, или транзит сигналов звукового вещания (ЗВ), телефонии и различных данных. Высокое качество передачи сигналов ЗВ достигается применением высокоскоростных БИС для реализации алгоритмов цифровой обработки, АЦП и ЦАП с цифровой фильтрацией. Частота дискретизации сигналов с полосой частот 7, 10, и 15 кГц равна $f_д = 32$ кГц, а для сигналов с полосой частот 20 кГц — соответственно $f_д = 48$ кГц. В аппаратуре используется цифровой интерфейс МККТТ G703, G704. Применение для кодирования сигналов ЗВ алгоритма MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2 позволяет существенно снизить скорость цифрового потока до $v = 64$ кбит/с для каналов ЗВ с полосой частот 7 и 10 кГц, а для каналов с полосой частот 15 и 20 кГц до $v = 128$ кбит/с.

Упрощенная структурная схема передающего оборудования аппаратуры «Отзвук» приведена на рис. 19.20. В блок кодирования БК входит аналого-цифровой преобразователь АЦП и кодер К. На симметричные



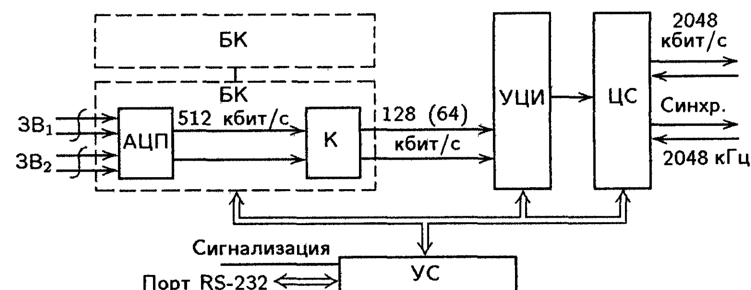



**Рис. 19.20.** Упрощенная структурная схема передающего оборудования аппаратуры «Отзвук»

входы АЦП подаются два аналоговых сигнала ЗВ, каждый из которых преобразуется в последовательность 16-разрядных цифровых ИКМ отсчетов, следующих с частотой дискретизации 32 или 48 кГц, т.е. со скоростью 512 или 768 кбит/с.

Кодер (К), входящий в состав БК, обеспечивает сжатие (компрессию) двухканального цифрового потока с выхода АЦП в соответствии со стандартом MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 и их ввод в канальные интервалы внутреннего ИКМ интерфейса, который имеет структуру данных аппаратуры ИКМ-30.

Блок кодирования занимает во внутреннем потоке ИКМ-30 от одного до четырех последовательных канальных интервала КИ (каждый по 64 кбит/с) в зависимости от варианта исполнения. Номер первого КИ, начиная с которого БК будет вводить данные во внутренний поток ИКМ-30, определяется положением соответствующих переключателей, установленных на кодере. В состав передающего оборудования аппаратуры «Отзвук» может входить несколько (до восьми) блоков кодирования, устанавливаемых в соответствующие слоты (посадочные места), каждому из которых присваивается номер.

Объединение компрессированных сигналов и их ввод в первичный поток E1, формируемый системой, происходит в устройстве цифрового интерфейса УЦИ. УЦИ вводит (вставляет) компрессированные сигналы ЗВ, поступающие от БК, в выходной поток в те канальные интервалы, номера которых установлены на блоках кодера (режим передачи). УЦИ обеспечивает возможность совместной передачи сигналов ЗВ с другими сигналами (например, телефонии или передачи данных) по одному тракту и служит для синхронизации работы всех блоков. Само УЦИ может синхронизироваться от внешнего источника или работать как автономный генератор.

Блок цифрового стыка ЦС обеспечивает стык (прием/передачу) с цифровым трактом и требуемый ввод в него и/или вывод из него цифровых сигналов.

Блок управления и сигнализации УС конфигурирует, управляет и контролирует работу всех остальных блоков. В случае возникновения

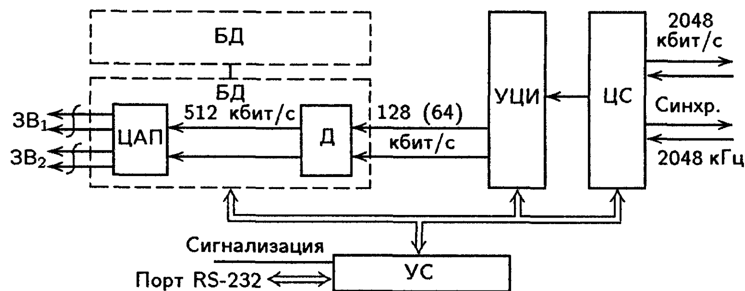



**Рис. 19.21.** Упрощенная структурная схема приемного оборудования аппаратуры «Отзвук»

сбоев в работе УС выдает сообщения об аварии на терминал и на цифровую индикацию на аппаратуре.

Упрощенная структурная схема приемного оборудования аппаратуры «Отзвук» представлена на рис. 19.21. Функциональное назначение блока ЦС на этом рисунке такое же, как на рис. 19.20.

При работе аппаратуры на приемной стороне УЦИ обеспечивает выделение из входного первичного цифрового потока и передачу к блоку декодера БД тех канальных интервалов КИ, номера которых установлены на декодере Д. Номера КИ определяются положением соответствующих переключателей (на рисунке не показаны), установленных на декодере (аналогично кодеру). Таким образом, УЦИ служит для вставки (рис. 19.20) и выделения (рис. 19.21) кодированной информации в потоке E1, а также для транзита потока E1 через аппаратуру «Отзвук» с возможностью вставки и выделения цифровых сигналов (режимы передачи, приема и транзита).

Работа декодера осуществляется следующим образом. Поток компрессированных данных с внутреннего ИКМ интерфейса поступает на демультиплексор, осуществляющий выделение информации в заданных канальных интервалах, стандартные аудиофреймы ISO/IEC 11172-3 Layer 2 которых декодируются и выводятся в цифро-аналоговый преобразователь ЦАП. ЦАП обеспечивает восстановление сигналов ЗВ в аналоговой форме.

Устройство и принцип работы блока УС на рис. 19.21 такие же, как на рис. 19.20.

Полный комплект цифрового оборудования «Отзвук» обычно включает в себя приемное и передающее оборудование, позволяющее работать в режиме приема, передачи и приемо-передачи (транзита) цифрового потока E1 с возможностью выделения и вставки сигналов. При этом устройство цифрового интерфейса УЦИ, блок управления и сигнализации УС могут быть общими для приемного и передающего оборудования.

Управление аппаратурой «Отзвук» может осуществляться как вручную, так и через управляющий терминал (посредством компьютера). Подключение терминала ведется через COM порт по протоколу RS-232



со скоростью обмена 9600 бод. При подключении COM порта ПЭВМ к стыку RS-232 блока УС при помощи средств Windows и специального программного обеспечения «Система сетевого управления» ССУ фирмы «Телэкс», поставляемого в комплекте оборудования, могут быть выполнены следующие операции: просмотр состава сети (списка контролируемых блоков аппаратуры «Отзвук», в том числе нескольких комплектов); контроль технического состояния любого из блоков; просмотр и регистрация протоколов просмотра и технического состояния; установка новых режимов работы любого блока и конфигурирование; выбор варианта включения канала обратного контроля ЗВ (ОКЗВ) и др.

Как показано ниже, параметры каналов, организуемых аппаратурой «Отзвук» значительно лучше, чем допускаемые ГОСТ 11515-91 для каналов стереофонического вещания или звукосопровождения телевидения.

Параметры каналов аппаратуры «Отзвук»:

Неравномерность АЧХ, дБ:
в каналах с полосами частот 7 и 10 кГц ........ ±0,1
в канале с полосой частот 15 кГц:
в диапазонах частот от 0,030 до 10 кГц ........ ±0,1
от 10 до 12 кГц ........ $^{+0,1}_{-0,2}$
от 12 до 14,750 кГц ........ $^{+0,1}_{-0,4}$
от 14,750 до 15 кГц ........ $^{+0,1}_{-0,6}$
в канале с полосой частот 20 кГц:
в диапазонах частот от 20 Гц до 15 кГц ........ ±0,1
от 15 до 20 кГц ........ $^{+0,1}_{-0,2}$
Коэффициент гармоник, %, не более ........ 0,05
Защищенность от псофометрического шума, дБ, не менее:
в каналах с полосами частот 7 и 10 кГц ........ 76
15 и 20 кГц ........ 80
Защищенность от переходных помех, дБ, не менее ........ 90
Разность фаз между каналами при стереопередаче, град., не более ........ 2

Для сравнения параметры каналов ГОСТ 11515-91 МКЗВ-15:

Неравномерность АЧХ, дБ:
в диапазонах частот от 40 до 125 Гц и от 10 до 14 кГц ........ $^{+0,5}_{-2,0}$
от 0,125 до 10 кГц ........ ±0,5
от 14 до 15 кГц ........ $^{+0,5}_{-3,0}$
Коэффициент гармоник, %, не более ........ 0,6
Защищенность от псофометрического шума, дБ, не менее ........ 54
Защищенность от переходных помех, дБ, не менее ........ 74
Разность фаз между каналами при стереопередаче, град., не более ........ 8

### 19.6.2. Транспортная сеть SDH

Подача программ на опорные усилительные станции ОУС и трансформаторные подстанции ТП, дистанционное управление и контроль за их работой осуществляются с центральной станции проводного вещания ЦСПВ по волоконно-оптическим линиям связи ВОЛС транспортной сети SDH (Synchronous Digital Hierarchy) компании Global One

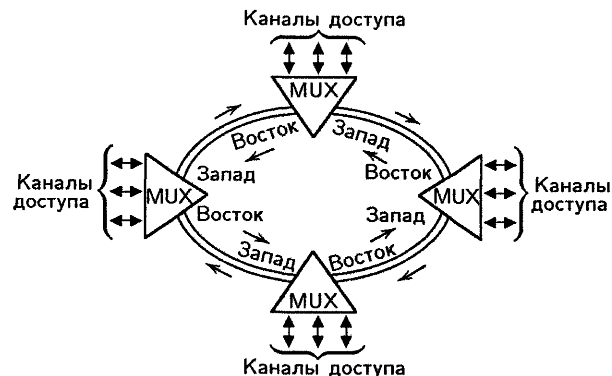



**Рис. 19.22.** Архитектура сети SDH в виде кольца

Волоконно-оптическая транспортная сеть SDH компании Global One охватывает практически всю территорию Санкт-Петербурга и имеет большое количество узлов ввода/вывода (мультиплексоров). Мультиплексор (Multiplexer, MUX) — основной функциональный модуль сетей SDH — устройство сборки (мультиплексирования) высокоскоростного потока из низкоскоростных и разборки (демультиплексирования), т.е. выделения из высокоскоростного низкоскоростных потоков. MUX могут также выполнять функции устройства терминального доступа, позволяя подключать низкоскоростные каналы к своим входным портам, они способны решать задачи коммутации, концентрации и регенерации.

Для построения сетей SDH первых уровней (со скоростью 622 Мбит/с) широко используется архитектура в виде кольца. Наличие в мультиплексоре двух оптических агрегатных выходов (каналов приема — передачи, используемых для резервирования или защиты с целью повышения надежности) позволяет сформировать двойное кольцо с встречными потоками (на рис 19.22 показаны стрелками). При указании противоположных путей распространения сигналов используются термины «восток» — по кольцу вправо и «запад» — по кольцу влево. Если в момент приема блока информации происходит сбой в одном из колец, то система управления автоматически выбирает этот же блок из другого кольца.

Другой способ защиты предполагает возможность переключения с «основного» кольца на «резервное» Первоначально блоки информации имеют доступ только к основному кольцу. В случае сбоя происходит замыкание основного и резервного колец на границах дефектного участка (рис. 19 23,*а*), т.е приемник и передатчик агрегатного блока соединяются на соответствующей стороне мультиплексора. Так образуется новое кольцо Современные программы управления мультиплексорами обычно поддерживают оба метода защиты.

Следует отметить, что системы управления мультиплексоров SDH способны сформировать и обходной путь, по которому поток информации может «пройти», минуя отказавший мультиплексор (рис. 19.23,*б*).



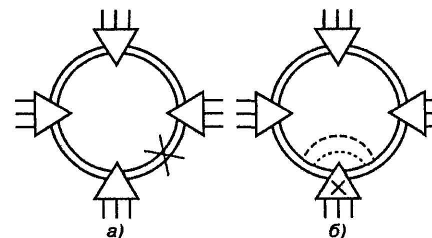



**Рис. 19.23.** Методы защиты двойного кольца: *а* — исключением поврежденного участка; *б* — организацией обходного пути

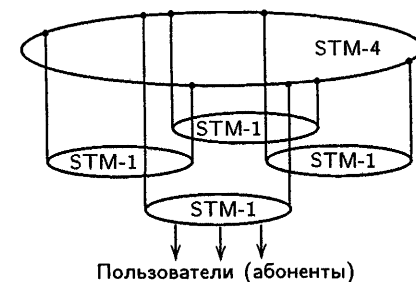



**Рис. 19.24.** Структура сети SDH

Архитектура транспортной сети SDH компании Global One имеет многокольцевую структуру, напоминающую несколько лепестков ромашки (рис. 19.24). Первый уровень представляет кольцо STM-4 (синхронный транспортный модуль, скорость 622 Мбит/с), проходящее через центральные районы города. Второй уровень — кольца STM-1 из стандартных потоков каналов передачи данных (скорость 155 Мбит/с).

В настоящее время по транспортной сети циркулируют информационные потоки пользователей E1, трассы которых задаются программно из центра управления сетью. Пропускная способность по каждой оптической паре составляет одновременно в каждом направлении до 240 потоков E1. Кабельная магистраль представляет собой волоконно-оптический кабель (16 волокон), подвешенный на стойках (опорах) воздушных линий радиофикации, что резко удешевило стоимость прокладки.

Система управления позволяет операторам собирать и анализировать сообщения об авариях в реальном режиме времени; осуществлять мониторинг и конфигурировать (вплоть до блока и даже глубже, вплоть до порта) удаленный сетевой элемент; автоматически создавать канал связи с указанием начальной и конечной точек; контролировать качество канала без нарушения связи; эффективно осуществлять поиск неисправностей, строить каналы типа «точка — много точек», обеспечивающие организацию (построение) сетей; редактировать конфигурацию канала без прерывания связи, переводить периферийное оборудование сети на новую версию программного обеспечения из центра управления сетью без прерывания связи

### 19.6.3. Цифровая сеть проводного вещания

Цифровая сеть звукового вещания ЦСЗВ строится как наложенная сеть на транспортной сети SDH Архитектура сети подачи программ ЗВ, сигналов контроля и дистанционного управления из ЦСПВ на ОУС и ТП имеет многокольцевую структуру (рис 19 25) Все мультиплексоры расположены в зданиях радиотрансляционной сети РТС, подключены

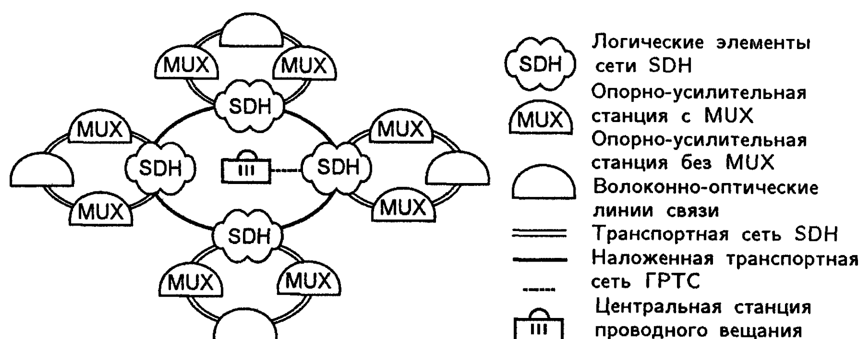



**Рис. 19.25.** Упрощенная структурная схема радиотрансляционной сети Санкт-Петербурга. Транспортный уровень

к источникам гарантированного питания, контролируются и управляются из единого центра — ЦСПВ.

Сигналы от источника 1-й, 2-й и 3-й программ ЗВ, поданные на ЦСПВ в аналоговой форме, поступают на БК аппаратуры «Отзвук», где они кодируются в цифровой формат в соответствии со стандартом MPEG-1 ISO/IEC 11172-3 Layer 2 и вводятся в канальные интервалы (для моноканала 64 кбит/с) внутреннего интерфейса аппаратуры ИКМ-30 (см. рис. 19.20). Распределение программ ЗВ в канальные интервалы и их ввод в первичный цифровой поток E1 совместно с другими сигналами управления и контроля осуществляется УЦИ. Блок ЦС обеспечивает стык с первичным цифровым трактом и ввод в него цифровых сигналов ЗВ. Затем стандартный цифровой поток E1 поступает на вход мультиплексора MUX.и далее в транспортную сеть SDH.

Для того чтобы охватить все районы Санкт-Петербурга цифровой сетью подачи сигналов ЗВ, управления и контроля на ОУС, ТП и БП достаточно построить несколько сегментов («лепестков») потоков E1, каждый из которых имеет вход и выход к центральному кольцу, проложенному через центральные районы города (см. рис. 19.24, 19.25).

Структурная схема сегмента (лепестка «ромашки») транспортной сети представлена на рис. 19.26. В состав сегмента входят ОУС$_N$, ОУС$_{N+1}$,..., ОУС$_{N+M}$. Рассмотрим прохождение сигналов через ОУС$_N$.

Высокоскоростной цифровой поток, содержащий сигналы ЗВ, управления и контроля, из транспортной сети подается на мультиплексор MUX, расположенный в ОУС$_N$, через волоконно-оптический распределительный модуль ВРМ, предназначенный для соединения волоконно-оптического кабеля с мультиплексором или модемами. После демультиплексирования, т.е. выделения из высокоскоростного потока низкоскоростного E1, содержащего необходимые сигналы, последний в электрической форме поступает в блок цифрового стыка ЦС аппаратуры «Отзвук» (см рис 19.21). Устройство цифрового интерфейса УЦИ, этой аппаратуры работает в режиме транзита (приема-передачи) по-



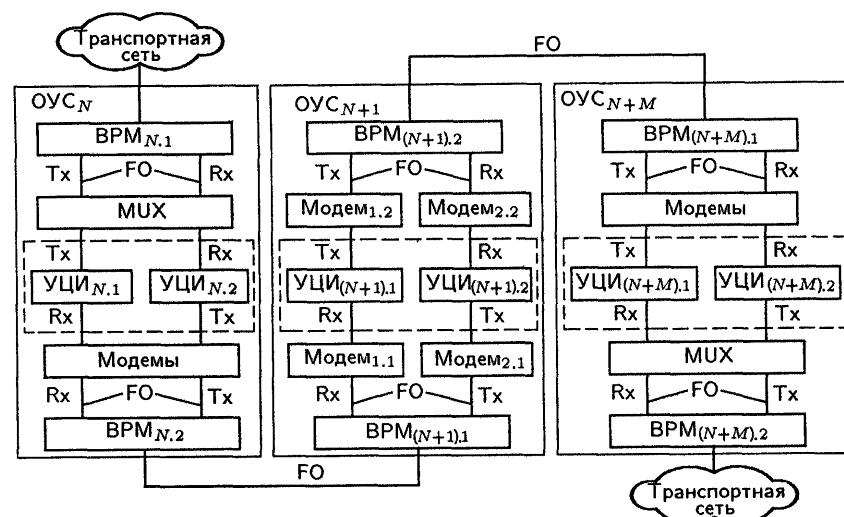



**Рис. 19.26.** Структурная схема сегмента транспортной сети

тока E1 с выделением сигналов ЗВ, управления и контроля, а также вставки сигналов обратного контроля аппаратуры, расположенной в ОУС$_N$. Поэтому на рис. 19.26 аппаратура «Отзвук», расположенная в ОУС, условно показана в виде двух блоков УЦИ, обведенных пунктиром, где Tx — каналы трансивера (передачи), Rx — ресивера (приема), а FO указывает на то, что сигналы передаются в оптической форме.

С выхода аппаратуры «Отзвук» (через цифровой стык ЦС, см. рис. 19.20) цифровой поток E1 поступает на модемы, где происходит преобразование электрических сигналов в оптические и далее через волоконно-оптический распределительный модуль ВРМ по волоконно-оптическому кабелю ВОК поток E1 подается на следующий ОУС$_{N+1}$, входящий в рассматриваемый сегмент.

Прохождение сигналов через ОУС$_{N+M}$ не отличается от ОУС$_N$, а прохождение сигналов через ОУС, не содержащие мультиплексоров MUX, расположенные между ОУС$_N$ и ОУС$_{N+M}$, отличается лишь тем, что после модуля ВРМ сигналы подаются на модемы, преобразующие электрическую форму сигнала в оптическую и наоборот Таким образом два независимых мультиплексора MUX, расположенные в ОУС$_N$ и ОУС$_{N+M}$, позволяют организовать два встречных потока E1, содержащие сигналы ЗВ, управления и контроля.

Цифровой поток E1 представляет собой цифровой канал — контейнер, состоящий из 31 канального интервала КИ, которые могут быть задействованы для различных целей. Распределение КИ в цифровом потоке E1, поступающем на ОУС, представлено в табл. 19.1.

Таблица 19.1

Распределение КИ в цифровом потоке E1

| № КИ | Передаваемая информация |
|---|---|
| 0 | Служебный канал |
| 1 | 1-я программа ЗВ |
| 2 | 2-я программа ЗВ |
| 3 | 3-я программа ЗВ |
| 4 | Государственная система оповещения |
| 5, 6 | Резервные каналы государственной системы оповещения |
| 7 | Акустический контроль |
| 9...15 | Резервные каналы |
| 16 | Служебный канал |
| 17...31 | Резервные каналы |

Между двумя MUX (ОУС$_N$ и ОУС$_{N+M}$) допустимо включать неограниченное число ОУС. Однако с точки зрения надежности целесообразно включать две ОУС, работающие от аппаратуры «Отзвук».

## 19.7. Тенденции развития проводного вещания

Независимо от интенсивного развития телевидения и эфирного радиовещания проводное вещание остается наиболее дешевым, доступным и привычным для населения средством массовой информации, а также средством локального оповещения при чрезвычайных ситуациях. В крупных городах проводное вещание продолжает быть рентабельным

Внедрение современных цифровых телекоммуникационных технологий в систему ПВ наряду с традиционными услугами подачи трехпрограммного вещания и оповещения позволит предоставлять абонентам широкий спектр услуг по передаче данных, видеоизображения, Интернет и т.д., что принесет дополнительную прибыль. Учитывая, что сети ПВ, как правило, охватывают территорию высокой деловой активности и крупные промышленные объекты, сегодня целесообразен новый взгляд на развитие сетей ПВ, а именно переход от концепции «прибыль от произведенных затрат», которая считается самым приемлемым методом вычисления окупаемости, к концепции «прибыль от числа предлагаемых услуг».

Развитие сети ПВ может проходить в несколько этапов: 1 — подача цифровых потоков к ОУС; 2 — дальнейшая их трансляция к ТП, 3 — доведение цифрового потока E1 до абонента

Если доведение цифровых потоков до ОУС сводится к простой замене соединительных линий подачи трехпрограммного вещания (даже высокого качества) волоконно-оптическим кабелем, а прокладка трассы до конечного абонента — дорогостоящее мероприятие, то на сегодняшний день оптимальным решением видится доведение волоконно-оптического кабеля до ТП, с дальнейшей трансляцией потоков E1 по



РФ до дома или группы домов при помощи системы уплотнения (например, WATSON4 — поток E1 по двухпроводной линии) с вхождением в домовую сеть с приемного устройства через сеть АЛ. При помощи данного оборудования можно включить 60 абонентов по медной жиле (60 выделенных каналов). Однако РФ проложены, как правило, биметаллическим проводом с ограниченной полосой передаваемых частот, что существенно снижает количество организуемых каналов. То есть в доме, состоящем из 100–300 квартир, лишь 15–20 абонентов помимо привычного вещания могут получить другие информационные услуги за оплату значительно меньшую, если бы к ним подвели ВОЛС. Поэтому вопрос «последней мили» — подход к абоненту по биметаллической паре является актуальным.

В общем случае «последняя миля» заканчивается устройством, обеспечивающим доступ пользовательского оборудования (так называемого оборудования Customer Premises Equipment, CPE) к цифровой услуге. Оно может называться по-разному: устройством абонентского доступа (Data Service Unit/Channel Service Unit, DSU/CSU), терминальным адаптером (Data Termination Unit, DTU), устройством окончания цифрового канала или по-другому. В любом случае это устройство является неотъемлемой частью сети поставщика услуг, ее «представителем» в помещении абонента.

Устройство доступа к цифровой услуге обеспечивает стандартный цифровой интерфейс (V.35, V.24, X.21, G.703 или др.) для подключения оборудования пользователя (CPE).

Важной задачей информатизации общества является обеспечение возможности общения между людьми, в любое время и на любом языке Большой вклад в решение этой задачи вносит интерактивность. Она позволяет получателям сообщений реагировать в реальном или квазиреальном масштабе времени на характер и содержание предоставляемых услуг путем передачи соответствующих сигналов в места расположения служб, запрашивать различную информацию. Долгие годы звуковое вещание обеспечивало лишь однонаправленную доставку информации. Сегодня обязательной функцией становится интерактивность Она успешно вписывается в системы мультимедиа и новые информационные службы (например, компьютерное ТВ, Интернет и др ) Для реализации интерактивности в проводном вещании наряду с прямыми (информационными) каналами необходимо предусмотреть и обратные — от потребителей к источникам программ вещания и различным информационным службам Такие каналы должны стать обязательным атрибутом системы ПВ, поскольку интерактивность приобретает доминирующее значение, как в системах телекоммуникаций, так и во многих сферах жизни общества

Операторы связи Москвы для развития своего бизнеса проявляют большой интерес к возможностям предоставления интерактивных услуг физическим лицам, т.е массовому абоненту. По мнению МГРС для этих

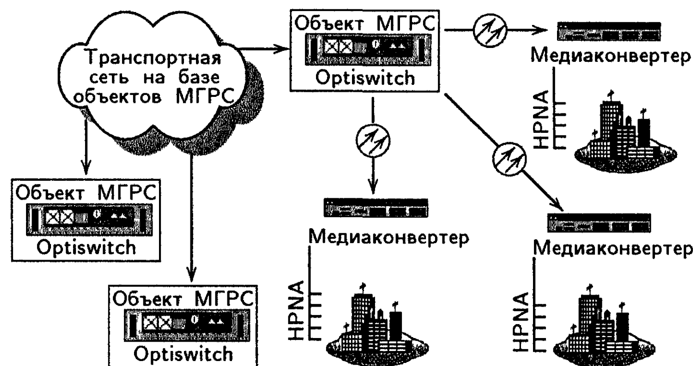



**Рис. 19.27.** Абонентский доступ на базе Ethernet и HPNA. «Оптика до дома»

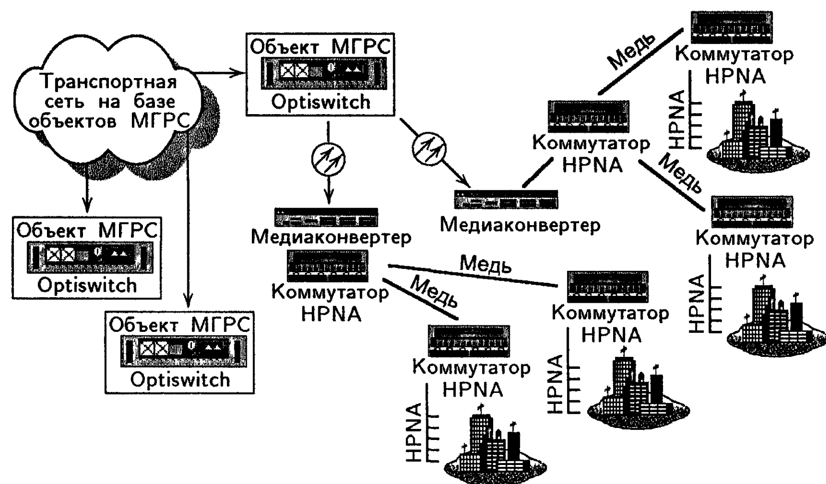



**Рис. 19.28.** Абонентский доступ на базе Ethernet и HPNA. «Оптика до группы домов»

целей наиболее привлекательным является создание сети абонентского доступа на основе технологий Ethernet и HPNA (рис. 19.27) на базе ресурсов МГРС. К каждому жилому дому подводится волоконно-оптический кабель от станционного объекта радиосети. На самом станционном объекте размещается оптический коммутатор Ethernet. На жилом доме через медиаконвертор (преобразователь сигнала из оптического в электрический) сигнал поступает в коммутатор HPNA и распространяется далее по медному кабелю абонентам (общая шина, т.е. одна медная пара на подъезд). Скорость цифрового потока на общей шине составляет 1 Мбт/с для HNPA 1.1 (возможно до 10 Мбит/с для HNPA 2.0). Для желающих может быть подведена своя отдельная линия HNPA или даже 100 Мбит/с Ethernet.



Строительство такой сети обходится в несколько раз дешевле, чем в случае построения полноценной сети широкополосного абонентского доступа. А так как к каждому дому подводятся оптические линии связи, то в будущем не составит большого труда расширить спектр предоставляемых услуг или интегрироваться в широкополосную сеть абонентского доступа.

Если оптику подводить не к каждому дому, а к группе домов (рис. 19.28), то возможно дальнейшее снижение первоначальных затрат на построение сети. В этом случае технология HPNA используется не только для построения сети в отдельном доме, но и для связи близлежащих домов. Однако у такой схемы есть серьезный недостаток — отсутствие перспективы в будущем.

## Контрольные вопросы

1. Сравните технико-экономические показатели систем радио- и проводного вещания. Составьте структурные схемы централизованной и децентрализованной систем РВ.
2. В каких случаях применяется одно-, двух- и трехзвенная сеть проводного вещания?
3. Из каких соображений выбраны несущие частоты в системах ТПВ?
4. Составьте структурную схему оборудования узла трехпрограммного проводного вещания. Объясните назначение устройств подключения передатчика и обходных устройств.
5. Изобразите диаграмму уровней сигналов первой, второй и третьей программ ТПВ. Чем объясняется различие в затухании для этих сигналов?
6. Почему возникают переходные помехи в сетях ТПВ? Как уменьшить их значение?
7. Составьте структурную схему передатчика ТПВ. Для чего применяется автоматическое регулирование уровня несущей?
8. Каковы особенности построения УЗЧ и передатчиков для проводного вещания?
9. Поясните принцип действия защитного устройства усилителя ПВ.
10. Можно ли по сетям ТПВ передавать сигналы стереофонического вещания? Если да, то каким образом?
11. Составьте структурные схемы одно и трехпрограммного абонентских приемных устройств проводного вещания. Объясните назначение их звеньев.
12. Составьте структурную схему и поясните принцип действия цифрового оборудования образования трактов звукового вещания «Отзвук».
13. Перечислите параметры качества, назовите и сравните их значения для цифровых и аналоговых каналов звукового вещания
14. Каким образом обеспечивается надежность передачи информации в транспортной сети SDH?
15 Какова архитектура построения цифровой сети проводного вещания в г. Санкт-Петербурге? Каким образом осуществляется резервирование каналов передачи?
16. Каковы основные тенденции в развитии систем ПВ?

*Глава 20*

# Измерения и контроль в электроакустике и звуковом вещании

Современные системы электрической связи являются сложными техническими устройствами, состоящими из многих звеньев, характеризуемых многочисленными параметрами. На пути с выхода микрофона до потребителя сигналы ЗВ неоднократно усиливаются, преобразуются, коммутируются, в результате чего искажаются. Вместе с тем непрерывный рост требований к качеству и эффективности работы систем связи определяет жесткие нормы параметров качества, которые должны соблюдаться в течение всего срока эксплуатации. Контроль параметров осуществляется при помощи типовых средств измерений.

## 20.1. Измерение времени реверберации

Время реверберации является одним из основных, легко поддающимся измерению параметром, определяющим акустику помещения. Так как для оптимальных акустических условий требуется обеспечить вполне определенную, зависящую от функционального назначения помещения частотную характеристику времени реверберации, то и ее измерение производится в различных полосах спектра звуковых частот. Структурная схема измерительного тракта представлена на рис. 20.1.

Учитывая, что звуковое поле в помещении не всегда является диффузным (правильнее сказать — никогда не является полностью диффузным), для измерения нельзя использовать чистые тона. При измерении на чистых тонах в помещении могут возникнуть стоячие волны, и результаты измерений будут существенно отличаться от реальных Поэтому оптимальным является шумоподобный сигнал по возможности с более широким спектром Для возбуждения звукового поля можно также

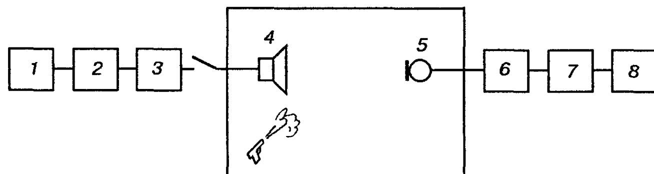



**Рис. 20.1.** Структурная схема измерения времени реверберации: *1* — источник измерительного сигнала, *2, 7* — полосовые фильтры; *3, 6* — усилители, *4* — громкоговоритель; *5* — измерительный микрофон; *8* — самописец уровней

использовать звуковой генератор с частотно-модулированным сигналом (генератор «воющего» тона). Иногда в качестве измерительных используются короткие импульсные сигналы (как известно, имеющие широкий спектр) — выстрелы из ружья или стартового пистолета. При помощи фильтров из принятого микрофоном сигнала выделяют желаемую полосу частот. Учитывая громоздкость измерительной аппаратуры, измерительные сигналы зачастую заранее записывают на магнитофон.

Для измерения частотной характеристики времени реверберации перед усилителем необходимо устанавливать полосовые фильтры с шириной не более октавы. При построении характеристик результаты измерений относят к среднегеометрической частоте фильтра. Среднегеометрические частоты октавных полос стандартизованы и равны 63, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000 и 8000 Гц.

В качестве излучателей применяют громкоговорители по возможности не обладающие направленными свойствами. Создаваемые в помещении уровни звукового давления должны быть около 100...120 дБ, чтобы обеспечить регистрируемый перепад звукового давления в идеале на 60 дБ (но не менее 40 дБ).

При измерении времени реверберации в студиях, театрах и т.п. громкоговорители устанавливаются в центре предполагаемого размещения исполнителей.

Приемный тракт состоит из одного или нескольких микрофонов, усилителя, фильтров и самописца уровней. Микрофон приемного тракта не должен обладать направленными свойствами. Расстояние микрофона от стен должно быть не менее одного метра, расстояние от источника звука должно быть по крайней мере в два раза больше, чем теоретический предельный радиус, вычисленный по формуле $r = 0{,}056\sqrt{V/T_{\text{р}}}$, м, где $V$ — объем помещения, м$^3$; $T_{\text{р}}$ — предполагаемое время реверберации.

При измерении частотной характеристики времени реверберации в приемном тракте также должны использоваться полосовые (как правило, октавные) фильтры.

Запись процесса спада звуковой энергии в помещении после отключения источника звука осуществляется логарифмическим самописцем уровней

При измерении времени реверберации очень часто возникает проблема обеспечения требуемого превышения (60 дБ) максимального сигнала над шумом. Особенно сложно сделать это в шумных производственных помещениях В этих случаях приходится уровнеграмму, записанную самописцем, экстраполировать до размаха 60 дБ Сказанное поясняет рис 20.2

Кривая спада плотности звуковой энергии аппроксимируется прямой, наклон которой (скорость спада) определяется уровнеграммой. На рис 20.2 $\ell$ — путь, который прошла бы лента самописца, если бы уровень плотности звуковой энергии спадал бы от 0 до −60 дБ Так как

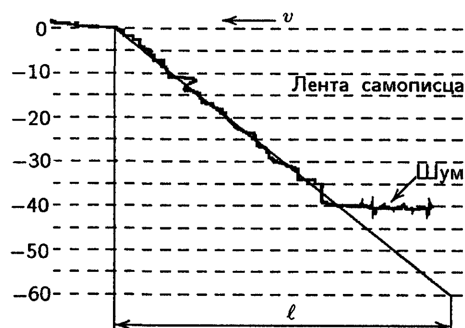



**Рис. 20.2.** К определению времени реверберации по уровнеграмме

скорость протяжки ленты известна, то $T_р = \ell/v$, где $v$ — скорость протяжки ленты.

Лента самописца градуируется по вертикали, как правило, через 5 дБ. Скорость движения пера самописца уровней должна быть не менее 300 дБ/с. Скорость движения бумаги должна быть подобрана таким образом, чтобы наклон записи спада составлял около 45°. Число точек измерения должно составлять не менее 6–8 для больших помещений и 2–3 для небольших, причем в каждой из этих точек должно быть произведено не менее трех измерений в каждой полосе частот. Вначале определяется среднеарифметическое значение для каждой точки, а затем для всего помещения с усреднением по всем точкам измерения.

Практика измерений показывает, что зачастую наблюдается быстрое затухание звука в начале процесса, за которым следует затухание более медленное, особенно в больших залах. Иногда наблюдаются различные случайные колебания — внезапный подъем или последовательность всплесков. При измерении времени реверберации надо пренебречь флуктуациями записанной кривой и установить только средний ее наклон. В любом случае при наличии флуктуаций и выбросов для получения достоверных результатов необходимо увеличивать число точек измерения

Некоторые авторы считают, что участок кривой спада звукового давления в интервале −5...−35 дБ наиболее точно характеризует реверберационную характеристику помещения. На этом принципе работают реверберометры, включающие в свой состав ключевые схемы и пороговые устройства, запускающие таймер при спаде звука на 5 дБ от максимума и останавливающие его при спаде на 35 дБ.

## 20.2. Измерение характеристик микрофонов

**Условия проведения измерений.** Акустические измерения параметров громкоговорителей и микрофонов имеют ряд специфических особенностей Так, измерение некоторых характеристик электроакустической аппаратуры необходимо проводить в условиях свободного поля, т.е. когда отсутствуют отраженные волны. В обычных помещениях это условие невыполнимо, а проводить измерения на открытом воздухе сложно и не всегда возможно. Во-первых, на открытом воздухе трудно избежать отражений от поверхностей, например от земли Во-вторых, проведение измерений в этом случае зависит от атмосферных условий и может приводить к большим погрешностям, не говоря уже о ряде других неудобств. В-третьих, на открытом воздухе трудно избежать влияния шумов. Поэтому для измерений в свободном поле пользуются специальными заглушенными камерами, в которых отраженные волны практически отсутствуют.



Для некоторых измерений (например, для измерения мощности громкоговорителя, коэффициентов звукопоглощения и т.д.) требуется диффузное поле. В обычных помещениях звуковое поле далеко от состояния диффузности. Поэтому строят специальные помещения, в которых можно создать диффузное поле. Такие помещения называют реверберационными (или гулкими) камерами. Заглушенную и реверберационную камеры называют звукомерными.

Звукомерные камеры являются дорогостоящими сооружениями. При строительстве заглушенной камеры необходимо в первую очередь обеспечить большое поглощение звука. Если, например, коэффициент поглощения материала, располагаемого на ограждающих поверхностях камеры, будет равен 0,99, то при этом интенсивность отраженной волны будет составлять 0,01 от интенсивности волны, падающей на эти поверхности: $I_{отр} = \alpha_{отр} I_{пад} = 0,01 I_{пад}$. По давлению это отношение будет составлять 0,1, так как $I_{отр}/I_{пад} = p^2_{зв\ отр}/p^2_{зв\ пад}$. Давление в пучности будет равно $1,1 p_{зв\ пад}$, а в узле $-0,9 p_{зв\ пад}$. Неравномерность по давлению составит $1,1/0,9 = 1,7$. Следовательно, ошибка измерения может достигать 20 %. Если же задаться ошибкой не более 5 %, то коэффициент поглощения ограждающих поверхностей должен быть не менее 0,9994. Такой коэффициент звукопоглощения удается получить только на средних и высоких частотах. На низких частотах это практически невозможно Даже в лучших камерах ошибка измерения получается больше 5 % на частотах ниже 100 Гц. Но и для получения таких коэффициентов толщина материалов доходит до 1,5.. 2 м и более. Для увеличения поглощающей способности материала его изготовляют в виде узких пирамид или клиньев

Высокие требования предъявляются и к звукоизоляции камеры. Дело в том, что в камерах необходимо измерять уровни собственных шумов микрофонов и пороги слышимости людей. Поэтому уровень шумов в камере должен быть ниже порога слышимости Для этого камера должна иметь двойные стены, причем внутренние стены устанавливают на изолированном фундаменте с плавающим полом и подвесным потолком. Все это приводит к тому, что для получения полезного объема 4x4x4 внешние размеры камеры получаются не менее 10×10×17

Реверберационная камера должна иметь очень хорошо отражающие поверхности. Удается получить средний коэффициент звукопоглощения около 0,015, что обеспечивает время реверберации в камере объемом 90 м$^3$ не менее 7 9 с При таком поглощении диффузность

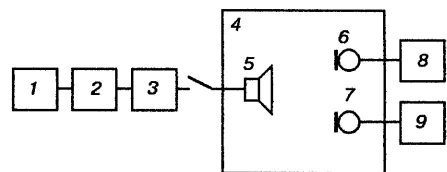



**Рис. 20.3.** Схема измерения чувствительности микрофона: *1* — генератор тональный или белого шума; *2* — фильтр третьоктавный; *3* — мощный усилитель, *4* — заглушенная камера, *5* — громкоговоритель; *6* — испытуемый микрофон, *7* — измерительный микрофон; *8* — милливольтметр; *9* — милливольтметр, градуированный в паскалях или децибелах

поля получается достаточно высокой и обеспечивает точность измерений не ниже 2...3 %. У реверберационной камеры требования к звукоизоляции несколько ниже (допускается уровень проникающих шумов порядка 25 дБ).

В звукомерных камерах размещают только измерительный микрофон и по мере надобности испытуемый микрофон и измерительный громкоговоритель или испытуемый громкоговоритель. Всю остальную измерительную аппаратуру располагают в аппаратной, изолированной от камеры.

**Общие замечания по измерениям.** Все частотные характеристики снимают (или соответствующие параметры измеряют) при плавном изменении частоты или на дискретных частотах предпочтительного ряда.

Во всех случаях измерений на дискретных частотах необходимо отмечать также места максимумов и минимумов и на них измерять значения параметров. Все характеристики направленности измеряют или при плавном изменении углов расположения осей испытуемой аппаратуры, или для углов, кратных 15° на частотах до 5000 Гц и кратных 5° выше этой частоты

**Измерение характеристик микрофона в заглушенной камере**. Для измерения чувствительности микрофона в свободном поле следовало бы вначале измерить звуковое давление в точке, куда будет помещен испытуемый микрофон, а потом уже помещать его в эту точку Но так как в заглушенной камере практически отсутствует интерференция звуковых волн и расстояние микрофона от громкоговорителя берут равным 1 1,5 м при диаметре излучателя не более 25 см, то измерительный микрофон 7 (рис 20 3) можно располагать поблизости от испытуемого микрофона Устанавливая по измерителю звукового давления 7 необходимое давление $p_{\text{зв}}$, измеряют напряжение $U_{\text{м}}$, развиваемое испытуемым микрофоном, и определяют его *осевую чувствительность* $E_{\text{ос}} = U_{\text{м}}/p_{\text{зв}}$ Чувствительность определяют во всем номинальном диапазоне частот По полученной частотной характеристике определяют ее неравномерность в номинальном и рабочем диапазонах частот

Чувствительность микрофона вне акустической оси определяется его *характеристикой направленности* Об измерении этого параметра будет сказано ниже



*Среднюю чувствительность* определяют в мВ/Па по формуле

$$E_{\text{ср}} = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} E_k^2},$$

где $E_k$ — чувствительность, определенная на фиксированных частотах, входящих в номинальный диапазон частот, или в третьоктавных полосах шума; $n$ — число точек отсчета При неравномерности менее 12 дБ допускается определять среднеарифметическое значение чувствительности.

*Уровень чувствительности и средней чувствительности* в децибелах вычисляют по формуле

$$N_M = 20\lg\frac{E_{\text{м}}\cdot 10^{-3}}{E_0},$$

где $E_{\text{м}}$ — чувствительность, мВ/Па; $E_0$ — чувствительность, равная 1 мВ/Па.

*Стандартный уровень чувствительности* (в децибелах) определяют по формуле

$$N_0 = 20\lg\frac{U_0(p_{\text{зв}} = 1\ \text{Па})}{\sqrt{R_{\text{ном}}10^{-3}}} = 20\lg\frac{E_{\text{ос}}}{\sqrt{R_{\text{ном}}10^{-3}}},$$

где $U_0$ — напряжение, В, развиваемое микрофоном на номинальном сопротивлении нагрузки $R_{\text{ном}}$, Ом, при звуковом давлении 1 Па

*Характеристику направленности* микрофона снимают по ранее упоминавшейся схеме, представленной на рис 20 3, причем в зависимости от задания или на нескольких частотах, используя тональный генератор, или для шумового сигнала в третьоктавных полосах, или для заданной полосы частот, используя вместо третьоктавных фильтров соответствующий полосовой фильтр Для снятия характеристик направленности испытуемый микрофон укрепляют на поворотном диске с лимбом Диск вращают вручную или автоматически, синхронно с регистрирующим столиком Характеристику снимают в одной плоскости, проходящей через рабочую ось микрофона, если он представляет собой тело вращения вокруг своей оси Для других форм микрофона характеристику снимают для заданных плоскостей, проходящих через рабочую ось Угол поворота отсчитывают между рабочей осью и направлением на источник звука Нормируют характеристику направленности относительно осевой чувствительности

*Перепад чувствительности фронт–тыл* определяют как разность уровней чувствительности под углами 0 и 180° между рабочей осью микрофона и направлением на источник звука Этот перепад определяют для ряда частот номинального диапазона или для заданной полосы частот По измеренным данным находят средний перепад чув-

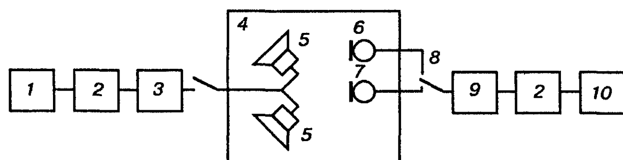



**Рис. 20.4.** Схема измерений диффузной чувствительности микрофона: *1* — генератор белого шума; *2* — третьоктавный фильтр; *3* — мощный усилитель; *4* — реверберационная камера; *5* — громкоговорители; *6* — испытуемый микрофон; *7* — измерительный микрофон; *8* — переключатель; *9* — микрофонный усилитель; *10* — милливольтметр

ствительности как отношение средних чувствительностей, измеренных для углов 0 и 180°.

**Измерение характеристик микрофона в реверберационной камере.** В этой камере измеряют *диффузную чувствительность* микрофона. Размещая измерительный микрофон в зоне чисто диффузного поля (рис. 20.4) поблизости от испытуемого микрофона, измеряют развиваемые ими выходные напряжения $U^*_{\text{диф}}$ и $U_{\text{диф}}$. Чувствительность по диффузному полю вычисляют по формуле $E_{\text{диф}} = E^*_{\text{диф}} U_{\text{диф}}/U^*_{\text{диф}}$, где $E^*_{\text{диф}}$ — чувствительность измерительного микрофона по диффузному полю, мВ/Па.

Аналогично измерениям в заглушенной камере снимают частотную характеристику чувствительности микрофона в диффузном поле и определяют среднюю чувствительность и уровень чувствительности.

Коэффициент направленности вычисляют по формуле $\Omega_{\text{м}} = E^2_{\text{ос}}/E^2_{\text{диф}}$, где $E_{\text{ос}}$ и $E_{\text{диф}}$ — чувствительности по свободному и диффузному полю, мВ/Па.

## 20.3. Измерение характеристик громкоговорителей

**Измерение характеристик громкоговорителей в заглушенной камере**. Для снятия характеристик громкоговорителя измерительный микрофон устанавливают на расстоянии $r = (2...4)d$ от него, где $d$ — средний размер излучателя (рис. 20.5). Напряжение, подводимое к громкоговорителю, устанавливают соответственно формуле $U = \sqrt{0,1 P_{\text{ном}} R_{\text{ном}}}$, где $P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность громкоговорителя; — $R_{\text{ном}}$ — его номинальное входное сопротивление (заданное в технических условиях активное сопротивление, которым замещают сопротивление громкоговорителя при расчете подводимой к нему электрической мощности). При испытаниях на номинальную мощность синусоидальное напряжение берут равным номинальному, а шумовое — равным 0,707 номинального.

Измерителем звукового давления регистрируют звуковое давление, развиваемое громкоговорителем в зависимости от частоты или средней



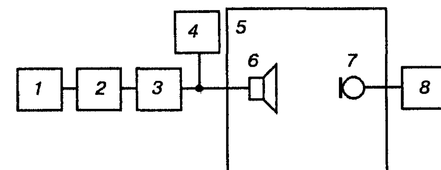



**Рис. 20.5.** Схема измерения чувствительности громкоговорителя: *1* — генератор тональный или белого шума с фильтром розового шума; *2* — третьоктавный фильтр (применяют при измерении с шумом); *3* — мощный усилитель; *4* — вольтметр; *5* — заглушенная камера; *6* — испытуемый громкоговоритель; *7* — измерительный микрофон; *8* — милливольтметр, градуированный в паскалях или децибелах

частоты третьоктавного фильтра (при возбуждении его от генератора белого шума). Это давление вычисляют по формуле $p_{\text{зв}} = U_0/E_{\text{ос}}$, где $U_0$ — напряжение, развиваемое измерительным микрофоном, мВ; $E_{oc}$ — осевая чувствительность измерительного микрофона, мВ/Па, на заданной частоте. Измерения ведут с регистрацией пиков и провалов частотной характеристики не у́же 1/9 октавы (для шумового возбуждения этого не требуется). Более предпочтительно измерение с плавным изменением частоты генератора и регистрацией характеристики на бланке (для этого диск генератора и валик с бланком должны вращаться синхронно).

*Среднее звуковое давление* по данным частотной характеристики вычисляют по формуле

$$p_{\text{зв.ср}} = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} p^2_{\text{зв.}k}},$$

где $p_{\text{зв}\ k}$ — звуковое давление, развиваемое громкоговорителем на частоте $F_k$ (или средней частоте $k$-го третьоктавного фильтра); $n$ — число точек измерения (оно не должно быть менее 10). При неравномерности частотной характеристики менее 12 дБ можно вычислять среднее арифметическое значение.

*Среднее стандартное звуковое давление* вычисляют по формуле

$$p_{\text{зв ср ст}} = p_{\text{зв ср}} \frac{\ell}{\ell_0}\sqrt{\frac{P_0}{P}},$$

где $p_{\text{зв ср}}$ — среднее звуковое давление, развиваемое громкоговорителем в номинальном диапазоне частот, Па; $\ell$ — расстояние от рабочего центра громкоговорителя до измерительного микрофона, м; $P$ — электрическая мощность, Вт, $P_0 = 0{,}1$ Вт; $\ell_0 = 1$ м.

*Характеристическую чувствительность* громкоговорителя, Па/Вт, на рабочей оси вычисляют по формуле $E_{\text{x}} = p_{\text{зв ср}}\ell/\ell_0\sqrt{P}$, где $p_{\text{зв ср}}$ — среднее звуковое давление в номинальном диапазоне частот), Па; $P$ — электрическая мощность, подводимая к громкоговорителю, Вт; $\ell$ — расстояние от рабочего центра громкоговорителя до измерительного микрофона, м; $\ell_0 = 1$ м.

*Эффективно воспроизводимый диапазон частот* находят по частотной характеристике громкоговорителя путем определения частот, соот-

ветствующих точкам пересечения прямой, параллельной оси частот, с частотной характеристикой громкоговорителя. Прямую линию проводят на 10 дБ ниже уровня среднего звукового давления в октавной полосе частот, соответствующей максимальной чувствительности громкоговорителя. Этот уровень вычисляют по формуле $N_{\max} = 20 \lg(p_{\text{зв ср окт}}/p_{\text{зв}0})$, где $p_{\text{зв ср окт}}$ — среднее звуковое давление; $p_{\text{зв}0} = 2 \cdot 10^{-5}$ Па. Неравномерность частотной характеристики громкоговорителя определяют в номинальном диапазоне частот.

*Диаграмму (характеристику) направленности* громкоговорителя снимают в заглушенной камере с поворотом громкоговорителя вокруг оси, проходящей через его рабочий центр перпендикулярно его рабочей оси. Громкоговоритель вращают или вручную, или автоматически, синхронно с поворотом столика, на котором закреплен бланк диаграммы направленности. Для громкоговорителей с разными размерами продольной и поперечной осей излучателя снимают две диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях. Диаграммы направленности снимают или для ряда частот, или для основной части диапазона. В последнем случае к громкоговорителю подается шумовое напряжение через полосовой фильтр, имеющий полосу, равную основной.

**Измерение характеристик громкоговорителей в реверберационной камере** (рис. 20.6). В реверберационной камере измеряют *излучаемую мощность* громкоговорителя в октавной или третьоктавной полосе частот, которую можно определить по формуле $P_{\text{a}i} = 0{,}97 \cdot 10^{-4} p^2_{\text{зв ср}} V/T_{\text{p}}$, где $p_{\text{зв ср}}$ — среднее значение звукового давления диффузного поля, Па; $V$ — объем реверберационной камеры, м$^3$; $T_{\text{p}}$ — время реверберации в камере, с. Эта мощность несколько меньше той, которую развивает громкоговоритель в открытом пространстве, так как вследствие реакции диффузного поля на излучатель уменьшается его сопротивление излучения, но эта поправка обычно находится в пределах точности измерений.

*Среднюю акустическую мощность* в заданном диапазоне частот определяют по формуле

$$P_{\text{a ср}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} P_{\text{a}i},$$

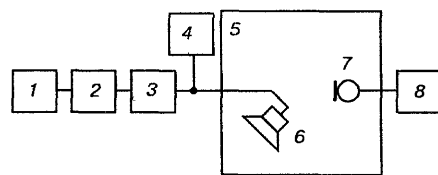



**Рис. 20.6.** Схема измерения акустической мощности громкоговорителя: *1* — генератор белого шума с фильтром розового шума; *2* — третьоктавный (октавный) фильтр; *3* — мощный усилитель; *4* — вольтметр; *5* — реверберационная камера; *6* — испытуемый громкоговоритель; *7* — измерительный микрофон; *8* — милливольтметр, градуированный в паскалях или децибелах



где $P_{\text{a}i}$ — измеренная в $i$-й полосе частот акустическая мощность; $n$ — число полос частот, на которых проводились измерения.

Зная излучаемую мощность $P_{a\,\text{ср}}$ и звуковое давление $p_{\text{зв}1}$, развиваемое громкоговорителем в заглушенной камере на расстоянии 1 м от его рабочего центра, можно найти *коэффициент осевой концентрации* $\omega = 3{,}05 \cdot 10^{-2} p^2_{\text{зв}1}/P_{\text{a.ср}}$, где $p_{\text{зв}1} = p_{\text{зв}\,r}/r$; $p_{\text{зв}\,r}$ — звуковое давление, измеренное на расстоянии $r$, м.

**Измерение электромеханических параметров громкоговорителей.** Громкоговоритель характеризуется также рядом электромеханических параметров, обычно называемых в технической литературе параметрами Смолла–Тиля (Small–Thiele). Эта система параметров позволяет проанализировать работу громкоговорителя в акустических системах различного типа (закрытых, открытых, с фазоинвертором и др.), а также по заданным электроакустическим и массогабаритным характеристикам акустических систем подобрать соответствующую головку. К группе параметров Смолла–Тиля относятся: активное сопротивление звуковой катушки головки громкоговорителя $R_0$ (обычно измеряемое омметром); минимальное значение модуля полного электрического сопротивления головки $Z_{\min}$; частота основного резонанса головки $F_0$; добротность головки $Q$; эквивалентный объем $V_{\text{экв}}$ и некоторые другие. Методики измерения этих параметров внесены в международные и национальные стандарты, а их значения вносятся в техническую документацию на головки громкоговорителей.

Частотную характеристику *модуля полного электрического сопротивления* определяют чаще всего в режиме постоянства напряжения. Схема измерения представлена на рис. 20.7. Сопротивление резистора R1 должно быть не более 0,05 от предполагаемого минимального значения модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя в заданном диапазоне частот. Требования к помещению при этих измерениях отсутствуют.

Измерение частотной зависимости уровня напряжения на резисторе R1 осуществляют при включенном громкоговорителе. Затем переключателем S включают резистор R2, значение сопротивления которого должно быть определено с погрешностью не более 1 % и должно находиться в пределах от минимально допустимого значения модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя до его номинального сопротивления. На том же бланке регистрируют частотную зависимость уровня напряжения на резисторе R1 при включенном резисторе R2.

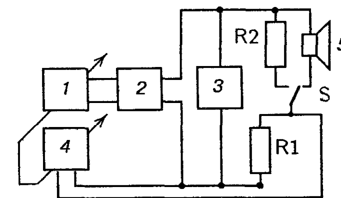



**Рис. 20.7.** Схема измерения модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя: *1* — генератор; *2* — усилитель мощности; *3* — вольтметр; *4* — регистрирующее устройство; *5* — испытуемый громкоговоритель, R1, R2 — резисторы; S — переключатель

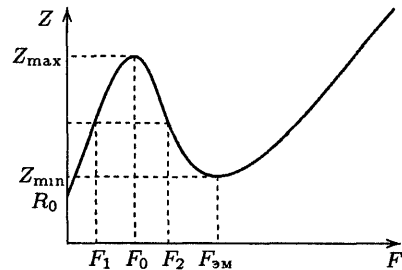



**Рис. 20.8.** Частотная характеристика модуля полного сопротивления громкоговорителя

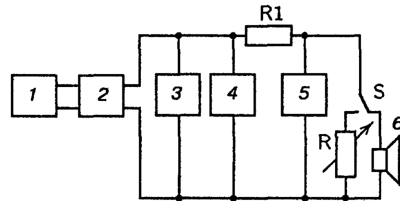



**Рис. 20.9.** Схема измерения добротности головки: *1* — генератор; *2* — усилитель мощности; *3, 5* — вольтметры; *4* — частотомер; R1 — резистор; R — магазин сопротивлений; S — переключатель; *6* — испытуемый громкоговоритель

Модуль полного электрического сопротивления громкоговорителя на фиксированной частоте вычисляют по формуле $Z = R_2 \cdot 10^{(N_R - N_{\text{гр}})/20}$, где $N_R$ — уровень напряжения на резисторе R1 при включенном резисторе R2, дБ; $N_{\text{гр}}$ — уровень напряжения на резисторе R1 при включенном громкоговорителе, дБ.

По найденной на основе этой методики частотной характеристике модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя (рис. 20.8) определяют *минимальное значение модуля полного электрического сопротивления* $Z_{\text{мин}}$ и *частоту основного резонанса* $F_0$. Под частотой основного резонанса понимается частота возбуждающего синусоидального сигнала, при которой значение модуля полного электрического сопротивления головки имеет свой первый максимум.

*Добротность головки* — это мера затухания свободных колебаний подвижной системы головки громкоговорителя, определяемая отношением реактивной составляющей механического сопротивления подвижной системы головки громкоговорителя на частоте основного резонанса к активной составляющей. Различают *механическую добротность* — добротность, обусловленную потерями в механических элементах подвижной системы головки громкоговорителя и на излучение; *электрическую добротность*, обусловленную наличием тока противоЭДС в электрической цепи головки громкоговорителя и *полную добротность*, обусловленную суммарным влиянием механических потерь и тока противоЭДС в электрической цепи головки.

Структурная схема измерения добротности головки представлена на рис 20 9.

Сопротивление резистора R1 должно не менее чем в 20 раз превышать модуль полного электрического сопротивления головки громкоговорителя на частоте основного резонанса $F_0$

При включенной головке громкоговорителя плавно повышают частоту генератора до первого максимального показания вольтметра *5* Затем головку громкоговорителя заменяют магазином сопротивлений R и на частоте $F_0$ изменением сопротивления магазина сопротивлений достигают повторения показания вольтметра $U_{\max}$. Полученное значение сопротивления магазина равно $Z_{\max}$. Затем снова подключают головку громкоговорителя и при дальнейшем повышении частоты генератора находят частоту $F_{\text{эм}}$, при которой показания вольтметра *5* будут минимальным.

Изменяя частоту генератора, определяют частоты $F_1$ и $F_2$, удовлетворяющие условию $F_1 < F_0 < F_2 < F_{\text{эм}}$, при которых напряжение на головке громкоговорителя $U_{1,2} = U_{\max}\sqrt{R_0/Z_{\max}}$, где $R_0$ — сопротивление головки громкоговорителя по постоянному току.

Механическую добротность головки громкоговорителя определяют по формуле

$$Q_{\text{м}} = \frac{\sqrt{F_1F_2}}{F_2 - F_1}\sqrt{\frac{Z_{\max}}{R_0}},$$

полную добротность громкоговорителя — по формуле

$$Q_{\text{п}} = \frac{\sqrt{F_1F_2}}{F_2 - F_1}\sqrt{\frac{R_0}{Z_{\max}}},$$

а электрическую добротность громкоговорителя — по формуле

$$Q_{\text{э}} = \frac{Q_{\text{п}}Q_{\text{м}}}{Q_{\text{м}} - Q_{\text{п}}}.$$

Следует заметить, что если известна частотная характеристика модуля полного электрического сопротивления, то все данные, необходимые для расчета добротности могут быть получены из нее (см. рис. 20.8).

Под *эквивалентным объемом головки* громкоговорителя понимают закрытый объем воздуха, имеющий гибкость на площади излучающего отверстия громкоговорителя, равную гибкости подвижной системы головки громкоговорителя

Для определения эквивалентного объема головки последовательно определяют ее резонансную частоту без акустического оформления $F_0$ и далее резонансную частоту $F_{01}$ этой же головки, помещенной в испытательный ящик известного объема $V$ Тогда эквивалентный объем $V_{\text{экв}}$ может быть определен по формуле $V_{\text{экв}} = V(F_{01}^2/F_0^2 - 1)$, где $V$ — внутренний объем испытательного ящика с учетом вытесненного головкой объема воздуха Например, если резонансная частота головки составляет 30 Гц, а при помещении ее в испытательный ящик объемом 100 литров — 45 Гц, то эквивалентный объем головки будет составлять $V_{\text{экв}} = 100(45^2/30^2 - 1) = 125$ л

## 20.4. Измерение акустических шумов помещений

Измерение шумов в помещениях на рабочих местах, выполняемые для оценки соответствия шумов санитарным нормам производятся при

помощи специализированных акустических приборов — шумомеров. Шумомер содержит ненаправленный измерительный микрофон, усилитель, корректирующие фильтры, детектор и показывающий прибор, скомпонованные в одном корпусе. Шкала прибора шумомера градуируется в децибелах относительно значения $2 \cdot 10^{-5}$ Н/м$^2$, т.е. относительно порога слышимости. Шумомер должен обеспечивать диапазон измеряемых уровней от 30 до 130 дБ.

В шумомере установлены корректирующие фильтры, учитывающие особенности слуха человека. Корректирующие фильтры позволяют проводить измерения по трем шкалам:

- по шкале А, соответствующей субъективному ощущению громкости в пределах до 50 фон;
- по шкале В, соответствующей субъективному ощущению от 50 до 75 фон;
- по шкале С — выше 75 фон.

Однако для того чтобы сократить число нормируемых санитарными нормами величин, повсеместно принято нормировать предельно допустимые шумы по уровню, измеренному по шкале $A$. В этом случае его выражают в единицах дБА.

Для анализа частотного спектра шума современные шумомеры снабжены набором полосовых, как правило, октавных фильтров, позволяющих производить измерения во всем спектре звуковых частот.

## 20.5. Применение цифровых технологий при электроакустических измерениях

Развитие компьютерной техники, использующей возможности цифровой обработки сигналов, привело к появлению цифровых метрологических компьютерных станций, позволяющих измерять не только традиционные параметры, заданные в отечественных и международных стандартах, но и новый комплекс характеристик, лучше коррелирующих с субъективной оценкой качества. Метрологические компьютерные станции позволили повысить точность, скорость измерений и обработки результатов, а также обеспечили возможность измерений в незаглушенных помещениях. К числу таких станций можно отнести: TEF-20 фирмы Tecron (США), System 1 фирмы Audio Precision, США, MLSSA фирмы DRA Laborotories, США (рис. 20.10), LMS фирмы Linear-X system, США, ATB 2.40 фирмы Kirchner Electronik (Германия), CT-1012 фирмы Audion, Россия. В качестве примера рассмотрим более подробно возможности цифровой станции ATB 2.40 фирмы Kirchner Electronik (Германия).

Станция реализована на современном компьютере, укомплектованном специальной платой, содержащей генератор испытательных сигналов, фильтры, конвертор, входные и выходные усилители. Вход и выход станции осуществляется через аналоговые и цифровые порты. Сбалансированные аналоговые входы и выходы станции обеспечивают возможность измерений при 16 градациях уровней входного сигнала от −35 дБ



до +40 дБ через 5 дБ и уровнях выходного сигнала в диапазоне от −38 дБ до +8 дБ с интервалом 1 дБ. Генератор позволяет создавать широкий класс испытательных сигналов в диапазоне от 1 Гц до 30 кГц с уровнем искажений не более 0,01 %: синусоидальные, треугольные, квадратичные формы волн, импульс с косинусным заполнением, октавный и 1/3 октавный розовый шум и др. В состав станции входит микрофон с микрофонным усилителем с линейной АЧХ в широком диапазоне частот. Программное обеспечение, реализованное в операционных системах DOS и Windows, предоставляет широкие возможности по обработке, редактированию и графическому представлению результатов измерений.



**Рис. 20.10.** Измерительная станция MLSSA

При измерении характеристик громкоговорителей станция позволяет: измерить АЧХ и ФЧХ при гармоническом входном сигнале; измерить амплитудную и фазовую характеристики импеданса; определить характеристическую чувствительность и $\mathrm{SPL}_{\max}$ — максимальный уровень звукового давления в любом диапазоне частот; построить двумерную и трехмерную диаграммы направленности; рассчитать параметры Small-Thiele по результатам измерений характеристик импеданса; измерить (с использованием импульсных сигналов и БПФ) и построить амплитудные и фазовые кумулятивные спектры; измерить уровни гармонических составляющих в спектре выходного сигнала (вплоть до 9 гармоники) при синусоидальном испытательном сигнале, рассчитать коэффициент гармоник. Построить спектры продуктов нелинейности при испытательных сигналах сложной формы

Измерения при импульсных испытательных сигналах могут выполняться в незаглушенных помещениях. Погрешность измерений в этом случае определяется попаданием на микрофон, отраженных от стен, потолка и пола звуковых волн, изменяющих форму сигнала прямого излучения. Поэтому требования к размерам помещения для измерений определяются из следующих соображений: время прихода к микрофону первых отражений $t_{\text{отр}}$ должно быть больше времени прихода к микрофону импульса прямого излучения $t_{\text{пр изл}}$ и его длительности $t_{\text{имп}}$, т.е. $t_{\text{отр}} > t_{\text{пр изл}} + t_{\text{имп}}$. Из этого условия можно определить связь расстояния $d$ между излучателем и микрофоном, с расстоянием $h$ до

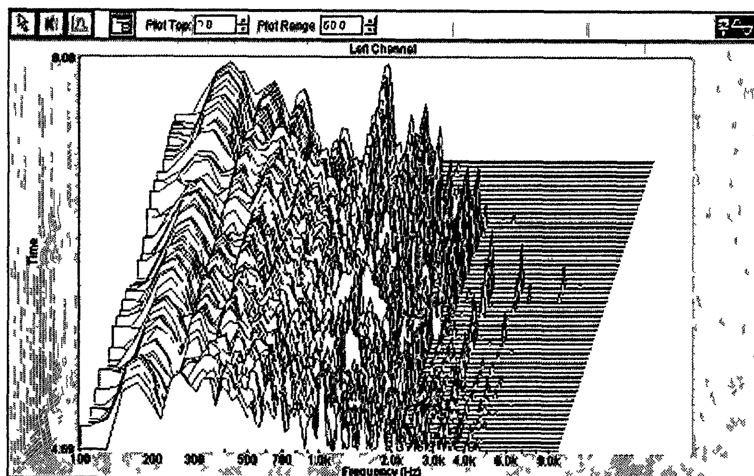



**Рис. 20.11.** Кумулятивный спектр музыкального отрывка вещательной программы

ближайшей отражающей поверхности (размерами помещения) и нижней частотой испытательного сигнала $f_{\min}$

Из этих данных следует, что для измерений на низких частотах требуется помещение достаточно больших размеров (например, при $h = 2$ м, $d = 1{,}15$ м $f_{\min} = 298$ Гц, а при $h = 3$ м, $d = 1{,}75$ м $f_{\min} = 199$ Гц )

Однако в последних моделях станций, использующих адаптивные процессоры подавления отражений, измерения в незаглушенных помещениях можно производить с малой погрешностью в полном диапазоне частот

При помощи цифровой обработки сигналов можно построить динамический или так называемый «кумулятивный» спектр, который дает информацию о структуре сигнала в частотной и временно́й областях Трехмерный график, по одной оси которого отложен уровень звукового давления (напряжения, мощности дБ) по другой — частота, Гц, а по третьей — время с характеризует процесс изменения во времени звукового давления (напряжения мощности) на разных частотах (кумулятивный спектр)

Программы построения кумулятивных спектров заложены во многих цифровых метрологических станциях цифровых измерительных приборах и в подавляющее большинство компьютерных программ обработки звуковых сигналов (например, программа SpectraLAB) В качестве примера на рис 20 11 представлен амплитудный кумулятивный спектр напряжений музыкального отрывка вещательной программы полученный при помощи программы SpectraLAB

Исследования кумулятивных спектров различных испытательных сигналов (в том числе импульсных) прошедших через акустические си



стемы или громкоговорители, позволяют выявить так называемые «задержанные» резонансы обусловленные отражениями от задних стенок и углов корпусов акустических систем, собственными резонансами подвижных систем громкоговорителей и т д Такого рода измерения несут значительную информацию о динамических характеристиках испытуемых устройств, которые практически не видны на стационарных АЧХ и ФЧХ Однако стандартизованные нормы на кумулятивные спектры еще не разработаны Тем не менее в практике проектирования акустической аппаратуры используются такие характеристики этих спектров, как гладкость и время затухания кривых спада число резонансов в заданные промежутки времени и т д Практически все ведущие фирмы, особенно производители профессиональной аппаратуры, приводят в каталогах кумулятивные спектры на свои изделия

Большинство компьютерных цифровых программ обработки звуковых сигналов позволяет отказаться от комплекса аппаратуры, необходимого для проведения измерений, освобождает пользователей от трудоемкой обработки полученных результатов и необходимых графических построений Наличие в составе программ генератора испытательных сигналов, обеспечивающих широкий класс электроакустических измерений, исключает необходимость использования других источников измерительных сигналов Например, при измерении времени реверберации по структурной схеме изображенной на рис 20 1 можно отказаться от источника измерительных сигналов, полосовых фильтров, усилителей и самописца уровней Использование компьютера с инсталлированной на нем программой SpectraLAB укомплектованного специальной звуковой картой, позволяет испытательный сигнал с выхода звуковой карты подать непосредственно на громкоговоритель, а микрофон подключить к микрофонному входу той же карты

На рис 20 12 представлена временна́я диаграмма а на рис 20 13 — спектр процесса затухания плотности звуковой энергии в Белом зале Мариинского дворца Санкт-Петербурга При этом измерительный сигнал белого шума подавался на вход системы звукоусиления Белого зала в течение времени превышающего процесс нарастания звуковой энергии




**Рис. 20.12.** Временная диаграмма процесса затухания плотности звуковой энергии




**Рис. 20 13.** Спектр процесса затухания звуковой энергии

в помещении (не менее 10 с). Временно́й и спектральный анализ регистрируемых акустических колебаний, осуществлялся компьютером, к звуковой карте которого был подключен микрофон. В руководстве пользователя программы SpectraLAB даны рекомендации по автоматическому определению времени реверберации самим компьютером по графику процесса затухания плотности звуковой энергии.

## 20.6. Виды технического контроля каналов и трактов звукового вещания

Среди отечественных документов, регламентирующих параметры качества и методы их измерений, одним из основных является ГОСТ 11515–91 «Каналы и тракты звукового вещания. Основные параметры качества. Методы измерений». Кроме ГОСТ 11515-91, электрические параметры моно и стереофонических каналов ЗВ регламентируются Приказом МС РФ № 43 от 15.04.96 г. и Рекомендациями МСЭ-Т J.21, J.23, G.712, G.713. Сюда вошли методики измерений и допустимые величины специфических искажений, возникающих при использовании цифровых методов обработки и передачи сигналов ЗВ. К таким видам искажений следует отнести шумы квантования, дрожание амплитуды и фазы передаваемого сигнала и др.

Бесперебойное функционирование каналов и трактов ЗВ возможно лишь при соблюдении регламентированных параметров качества. Это обеспечивается развитой системой контроля и измерений, где на первое место выступают диагностика и прогнозирование неисправностей. Система измерений и контроля сочетает в себе три вида эксплуатационных измерений и контроля: периодические измерения, оперативный и автоматический контроль.

*Периодические измерения* проводятся в порядке плановых профилактических мероприятий, время на проведение которых строго регламентировано. Их осуществляют по окончании плановых профилактических мероприятий, во время перерывов и в процессе работы оборудования системы ЗВ Измерения проводят как в пределах отдельных звеньев, так и всего сквозного тракта Территориальная разобщенность контролируемых объектов приводит к усложнению системы контроля, введению специальных линий обратного контроля для передачи информации о состоянии объектов Результаты измерений позволяют своевременно обнаружить неисправности, предотвратить возможные отказы, исключить технический брак

Для эпизодической оценки параметров качества трактов ЗВ в паузах передачи используется *оперативный контроль*. Этот вид эксплуатационных измерений позволяет своевременно обнаружить нарушения в работе из-за внезапных отказов.

Оценка работоспособности каналов и трактов во время передачи сигналов ЗВ осуществляется при помощи *автоматического контроля*



Непрерывная информация о соответствии параметров качества установленным нормам позволяет обнаруживать неисправности в момент их происхождения.

## 20.7. Измерения основных параметров качества каналов и трактов звукового вещания

**Измерение неравномерности АЧХ.** Измерение неравномерности АЧХ осуществляется по схеме, представленной на рис. 20 14. На вход тракта (канала) от генератора низкочастотных сигналов подается синусоидальный измерительный сигнал с частотой 1000 (800) Гц и уровнем на 21 дБ ниже номинального входного уровня. Его контролируют при помощи вольтметра $В_1$. Напряжение на выходе отсчитывают по вольтметру $В_2$.

Затем на вход измеряемого тракта (канала) подают сигналы с указанным выше уровнем и частотами 40, 63, 125, 250, 500, 1000 (800), 2000, 4000, 8000, 10000 и 15000 Гц для каналов с полосой частот до 15 кГц; 50, 63, 125, 250, 500, 1000 (800), 2000, 4000, 6000 и 10000 Гц для каналов с полосой частот до 10 кГц, 100 (50), 125, 250, 500, 1000 (800), 2000, 4000 и 6300 Гц для каналов с полосой частот до 6,4 (6,3) кГц. При этом напряжение на входе должно поддерживаться с точностью не хуже 0,3ΔK (ΔK— предельно допустимое отклонение коэффициента передачи испытуемого устройства в абсолютных единицах), но не более ±2,2 дБ

Неравномерность АЧХ определяют по формуле

$$\Delta S = 20 \lg \frac{U_F}{U_{1000(800)}} \qquad (20.1)$$

при отсчете выходного напряжения в вольтах или

$$\Delta S = N_F - N_{1000(800)} \qquad (20.2)$$

при градуировке шкалы вольтметра в децибелах В выражениях (20 1) и (20 2) $U_F$, $(N_F)$ — напряжение (уровень) выходного сигнала на измеряемой частоте, $U_{1000(800)}$ $(N_{1000(800)})$ — напряжение (уровень) сигнала на выходе на частоте 1000 (800) Гц

**Измерение нелинейных искажений** В области низких и средних частот нелинейные искажения оцениваются методом коэффициента гармоник Структурная схема измерения коэффициента гармоник приведена на рис 20 15 (обозначения те же, что на рис 20 14, ИНИ — измеритель нелинейных искажений или анализатор спектра)

На вход испытуемого устройства подается гармонический сигнал номинального уровня Собственный коэффициент гармоник ЗГ не должен превышать $0,3K_{\text{гиу}}$ ($K_{\text{гиу}}$ — ожидаемый коэффициент гармоник испытуемого устройства)

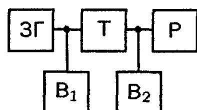



**Рис. 20.14.** Схема измерений неравномерности АЧХ: ЗГ — генератор звуковых частот; Т — измеряемый тракт или канал; Р — номинальное сопротивление нагрузки; $В_1$, $В_2$ — вольтметры

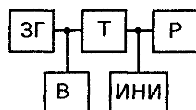



**Рис. 20.15.** Схема измерений коэффициента гармоник

Измерения проводят на частотах 40, 63, 125, 250, 500, 1000 (800), 2000 и 4000 Гц для каналов (трактов) с полосой эффективно воспроизводимых частот до 15 кГц; 100 (63), 125, 250, 500, 1000 (800), 2000 Гц для каналов (трактов) с полосой частот до 10 и 6,4 (6,3) кГц.

При измерении нелинейных искажений в трактах с цифровой аппаратурой или ПВ с усилителями звуковой частоты, работающими в ключевом режиме, следует применять анализатор спектра. Коэффициент гармоник при этом вычисляется по формуле

$$K_{\text{г}} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2}}{U_1} \cdot 100\ \%, \qquad (20.3)$$

где $U_1$, $U_2$, $U_3$ — напряжения гармонических составляющих на выходе измеряемого устройства.

В каналах ЗВ, содержащих устройства частотного предыскажения (ПК-ВК), измерения проводят на частоте 800 Гц. В цифровых каналах ЗВ измерения проводят на частоте 2,1 кГц. Длительность непрерывной подачи сигнала не должна превышать 5 с.

Метод коэффициента гармоник, к сожалению, не позволяет оценить нелинейные искажения в области ВЧ, так как продукты нелинейности (гармонические составляющие) испытательного сигнала могут оказаться вне эффективно воспроизводимого испытуемым устройством диапазона частот. Поэтому для измерения нелинейных искажений в верхней части номинального диапазона частот рекомендуется применять метод разностного тона. На рис. 20.16 приведена схема измерений нелинейных искажений методом разностного тона

В качестве измерительного сигнала используется сумма двух равных по амплитуде синусоидальных колебаний с близкими частотами $F_1$ и $F_2$ (бигармонический сигнал) Такой сигнал получают на выходе линейного суммирующего устройства ($\Sigma$), к входу которого подключены два генератора звуковых частот $ЗГ_1$ и $ЗГ_2$, настроенные на частоты $F_1$ и $F_2$ соответственно. Выходное сопротивление сумматора не должно превышать нормированного значения внутреннего сопротивления источника сигнала. Амплитуду бигармонического сигнала устанавливают равной номинальному значению амплитуды входного сигнала Для каналов и трактов с полосой частот до 15 кГц рекомендуется проводить измерения на частотах $F_1 = 12100$ Гц и $F_2 = 12900$ Гц



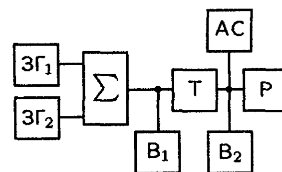



**Рис. 20.16.** Схема измерений разностного тона

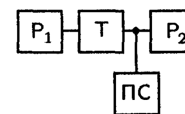



**Рис. 20.17.** Схема измерений взвешенного шума

На выходе измеряемого канала (тракта), нагруженного на номинальное сопротивление нагрузки Р, последовательно измеряют напряжения частот $F_1$, $F_2$, $F_2 - F_1$, $2F_1 - F_2$, $2F_2 - F_1$ с помощью анализатора спектра АС.

Количественной мерой нелинейности являются коэффициенты разностного тона второго $K_{\text{рт}2}$ и третьего $K_{\text{рт}3}$ порядков, определяемые по формулам

$$K_{\text{рт}2} = 2\frac{U_{F_2-F_1}}{U_{F_1} + U_{F_2}} \cdot 100\ \%, \qquad (20.4)$$

$$K_{\text{рт}3} = \frac{4(U_{2F_1-F_2} + U_{2F_2-F_1})}{3(U_{F_1} + U_{F_2})} \cdot 100\ \%, \qquad (20.5)$$

где $U_{F_1}$, $U_{F_2}$ — значения напряжений составляющих бигармонического измерительного сигнала частотами $F_1$ и $F_2$ на выходе измеряемого тракта или канала; $U_{F_2-F_1}$, $U_{2F_1-F_2}$, $U_{2F_2-F_1}$ — напряжения продуктов нелинейности (комбинационных составляющих) с частотами $F_2 - F_1$, $2F_1 - F_2$, $2F_2 - F_1$.

**Измерение взвешенного шума**. Измерение взвешенного шума осуществляется по схеме, представленной на рис 20.17.

Предварительно к входу измеряемого тракта (канала) подключают экранированное сопротивление (600±30) Ом или другой экранированный резистор $Р_1$, сопротивление которого должно быть равным модулю полного электрического сопротивления источника сигнала на средних частотах. Одновременно к выходу подключают эквивалент сопротивления нагрузки $Р_2$.

Взвешенный шум измеряют псофометром ПС, выполненным в соответствии с Рекомендациями 468-4 МККР или Р.53 МККТТ Такой псофометр снабжен специальным взвешивающим фильтром, ограничивающим частотный диапазон измеряемого шума (помехи) На рис 20.18,*а* приведена АЧХ взвешивающего фильтра Допускается применение псофометрического фильтра, АЧХ которого приведена на рис 20 18,*б*

Защищенность от взвешенного шума при отсчете выходного напряжения псофометра в вольтах вычисляют по формуле

$$A = 20 \lg \frac{U_{\text{н}}}{U_{\text{пш}}}, \qquad (20.6)$$

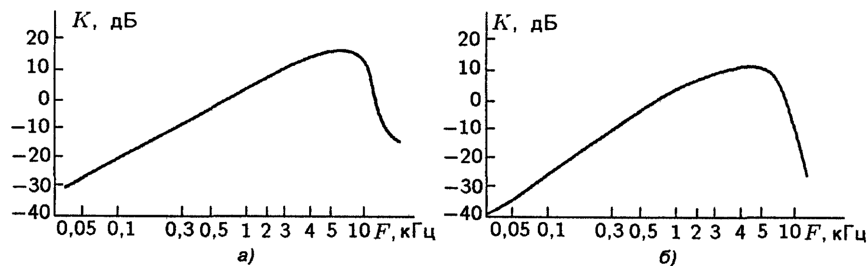



**Рис. 20.18.** Амплитудно-частотные характеристики взвешивающих фильтров

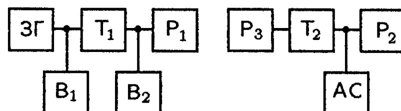



**Рис. 20.19.** Схема измерений защищенности от внятных переходных помех: $T_1$ — тракт (канал), вносящий помеху; $T_2$ — испытуемый тракт (канал), R3 — резистор — эквивалент выходного сопротивления источника сигнала

где $U_н$ — номинальное напряжение сигнала, $U_{пш}$ — напряжение псофометрического шума

При градуировке измерительного прибора в децибелах

$$A = N_н - N_{пш}, \qquad (20.7)$$

где $N_н$ — номинальный уровень сигнала, $N_{пш}$ — измеренный псофометрический уровень шума.

При измерении невзвешенного шума взвешивающий фильтр псофометра отключают. Защищенность от невзвешенного шума определяется по формулам (20 6) и (20 7) с той лишь разницей, что вместо напряжения (уровня) псофометрического шума в них подставляют напряжение (уровень) невзвешенного шума

**Измерение защищенности от внятных переходных помех**. Защищенность от внятных переходных помех измеряют по схеме, приведенной на рис 20 19

Перед началом измерений выходы влияющего T1 и измеряемого T2 трактов (каналов) нагружают резисторами $P_1$ и $P_2$, сопротивления которых равны модулю полного электрического сопротивления реальной нагрузки на средних частотах К входу тракта (звена), подверженного влиянию, подключают экранированное сопротивление (600±30) Ом

На вход влияющего тракта (звена) $T_1$ от ЗГ подают синусоидальный сигнал частотой 1000 (800) Гц и напряжением, соответствующем номинальному значению входного уровня Значения напряжений на входе и выходе влияющего тракта (звена) контролируют вольтметрами $B_1$ и $B_2$ соответственно Длительность подачи сигнала не должна превышать 5 с

Если в испытуемых устройствах имеются предыскажающие и восстанавливающие контуры ПК-ВК, то допускается изменять частоту из-



мерительного сигнала в зависимости от их характеристик В трактах ПВ измерения выполняют на частоте 2000 Гц

Уровень внятной переходной помехи на выходе тракта (канала), подверженного влиянию, измеряют анализатором спектра АС или селективным вольтметром, настроенным на частоту испытательного сигнала.

При градуировке шкалы измерительного прибора в вольтах защищенность от внятных переходных помех определяют по формуле

$$A = 20 \lg \frac{U_н}{U_{вн\,перех}}, \qquad (20.8)$$

где $U_н$ — номинальное напряжение сигнала; $U_{вн\,перех}$ — напряжение внятных переходных помех, измеренное АС или селективным вольтметром

При градуировке шкалы измерителя в децибелах

$$A = N_н - N_{вн\,перех}. \qquad (20.9)$$

В трактах, используемых для стереофонических передач, защищенность от внятной переходной помехи между каналами Л и П измеряют аналогичным образом, причем за влияющий тракт принимают по очереди канал Л и канал П

**Измерение разности уровней на выходах каналов Л и П стереопары.** Разность уровней определяют расчетным путем при сравнении АЧХ (уровней сигналов на выходах каналов Л и П)

$$\Delta N = N_{выхЛ} - N_{выхП}, \qquad (20\ 10)$$

где $N_{выхЛ}$ и $N_{выхП}$ — уровни сигналов на выходах каналов Л и П при одинаковых значениях частот и уровней гармонических испытательных сигналов на входах этих каналов

Измерения проводят по схеме, приведенной на рис 20 20 Методика измерения АЧХ изложена выше

**Измерение разности фаз сигналов, образующих стереопару в каналах Л и П.** Разность фаз сигналов на выходах каналов Л и П в трактах, используемых для стереофонических передач, измеряют при подаче на вход обоих каналов гармонического сигнала с уровнем на 21 дБ ниже номинального Измерения проводят фазометром Ф на частотах 40, 1000 (800) и 15000 Гц по схеме, приведенной на рис 20 21

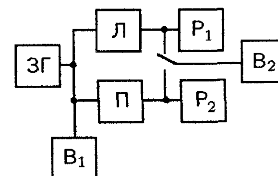



**Рис. 20.20.** Схема измерений разности уровней на выходах стереоканалов

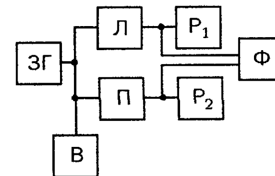



**Рис. 20.21.** Схема измерений разности фаз

Таблица 20.1

| $n$ | 2 | | 3 | |
|---|---|---|---|---|
| $F_d$, кГц | 9 | 13 | 7 | 11 |
| $F'_d$, кГц | 14 | 6 | 11 | 1 |

Таблица 20.2

| $n$ | 2 | | 3 | |
|---|---|---|---|---|
| $F_i$, кГц | 31 | 33 | 63 | 65 |
| $F_a$, кГц | 1 | 1 | 1 | 1 |

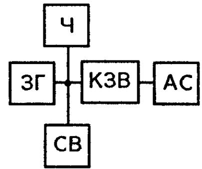



**Рис. 20.22.** Схема измерений защищенности от продуктов внутриполосной и внеполосной перекрестной модуляции: СВ — селективный вольтметр; Ч — частотомер; КЗВ — канал звукового вещания

**Защищенность от продуктов внутриполосной перекрестной модуляции второго и третьего порядков ($F_d$) и внеполосной перекрестной модуляции первого и второго порядков** ($F'_d$) оценивают по следующей методике. Значения частот продуктов перекрестной модуляции определяют на основе следующих соотношений:

$$F'_d = f_d - nF_i; \quad F_d = nf_{\text{д}} \pm F_a,$$

где $F'_d$, $F_d$ — частоты продуктов перекрестной модуляции; $f_{\text{д}}$ — частота дискретизации; $F_i$ — частоты внутриполосных сигналов; $F_a$ — частоты внеполосных паразитных сигналов; $n$ — натуральный ряд чисел (1, 2, 3...). В табл. 20.1 и 20.2 приведены значения частот $F'_d$, $F_d$, $F_i$ и $F_a$ при $f_{\text{д}} = 32$ кГц.

Схема измерений представлена на рис. 20.22. На вход канала ЗВ (КЗВ) от ЗГ подают гармонический измерительный сигнал с уровнем 0 дБ и погрешностью не хуже ±0,1 дБ. Коэффициент гармоник ЗГ не должен превышать 0,3 $K_{\text{г}}$ ($K_{\text{г}}$ — номинальное значение коэффициента гармоник измеряемого канала ЗВ). Частота испытательного гармонического сигнала устанавливается с погрешностью не более $0{,}001 f_{\text{д}}$ (0,1 % от частоты дискретизации).

Защищенность от продуктов внутриполосной $A$ и внеполосной $A'$ перекрестной модуляции вычисляют по формулам:

$$A = N_{F'_d} - N_{F_i}; \tag{20.13}$$

$$A' = N_{F_d} - N_{F_a}, \tag{20.14}$$

где $N_{F'_d}$, $N_{F_d}$ — уровни продуктов внутриполосной и внеполосной перекрестной модуляции соответственно; $N_{F_i}$ — уровень внутриполосных измерительных сигналов; $N_{F_a}$ — уровень внеполосных измерительных сигналов.

При градуировке шкалы измерительного прибора в вольтах защищенность от продуктов внутриполосной $A$ и внеполосной $A'$ перекрестной модуляции можно определять по формулам:



$$A = 20 \lg \frac{U_{F'_d}}{U_{F_i}}; \tag{20.15}$$

$$A' = 20 \lg \frac{U_{F_d}}{U_{F_a}}, \tag{20.16}$$

где $U_{F_i}$ — напряжение внутриполосных измерительных сигналов; $U_{F_a}$ — напряжение внеполосных измерительных сигналов; $U_{F'_d}$, $U_{F_d}$ — напряжения продуктов перекрестной модуляции.

## 20.8. Субъективная оценка качества аппаратуры звукового вещания

Несмотря на большое количество объективных параметров, оценивающих аппаратуру звукового вещания, многообразие способов и методов их оценки, окончательный вывод о качестве звучания можно сделать лишь по результатам прослушивания. Это объясняется отсутствием однозначной связи между набором технических параметров качества испытуемой аппаратуры и совокупностью субъективных ощущений, возникающих при прослушивании звуковых программ. Причиной такой неоднозначности является трудность технической интерпретации субъективных ощущений и установления связи этих ощущений с техническими параметрами аппаратуры звукового вещания.

Следует отметить, что ряд технических параметров, оказывающих существенное влияние на качество звучания, в настоящее время еще не нормирован. Поэтому наряду с измерением технических параметров осуществляется также и прослушивание аппаратуры с дальнейшей обработкой результатов экспертиз.

К субъективно-статистическим экспертизам обращаются и при решении задач, связанных с разработкой норм и допусков на основные качественные показатели радиовещательных трактов, например, при установлении связи между объективной мерой различного рода искажений и помех и их субъективным восприятием. Хотя методы проведения экспертиз могут быть различными, однако их можно классифицировать по двум основным признакам: методы абсолютных оценок и сравнительные методы. Рассмотрим некоторые из них.

*Метод бальной оценки.* После прослушивания отрывка программы эксперты оценивают качество звучания по бальной системе. Например, при оценке качества: 5 — отличное, 4 — хорошее, 3 — удовлетворительное, 2 — неудовлетворительное, 1 — плохое. В ряде случаев в качестве экспертов приглашаются слушатели с различными музыкально-эстетическими запросами Это производится с целью выявления мнений различных категорий слушателей. Однако оценка в виде баллов неудобна тем, что эксперты могут вкладывать различные понятия в тот или иной балл.

*Метод предпочтительности.* Один и тот же отрывок программы последовательно воспроизводится через эталонный и испытуемый тракты. Эксперты отмечают, какое звучание они предпочитают. Такой метод может быть применен, например, для проверки аппаратуры на соответствие требованиям, предъявляемым к заданному классу качества или для выяснения преимуществ одних систем перед другими.

*Экспертизы на заметность искажений.* При воспроизведении ряда звучаний одного и того же отрывка программы в тракт передачи вводят искажения различной величины. О том, что в тракт введены искажения, экспертам не сообщается. Последние должны показать, в каких отрывках они заметили искажения.

*Метод сравнительного прослушивания.* В этом случае экспертам предлагают прослушать длительный отрывок какой-либо радиовещательной передачи определенного жанра. В течение времени воспроизведения оператор периодически подключает на прослушивание первый или второй тракт передачи. Эксперты отмечают, заметна ли разница звучаний. Данный вид экспертиз не требует повторения одного и того же отрывка, что меньше утомляет экспертов.

Существующие рекомендации ISO/IEC на методы субъективных испытаний предусматривают, в основном, оценку качества звучания по общему звуковому впечатлению. Это так называемая *интегральная (обобщенная) оценка качества* по предпочтительности. Эксперт выставляет оценку в соответствии с определенной оценочной шкалой (о шкалах оценки будет сказано ниже) при сравнении звучания исследуемого тракта с другим по общему звуковому впечатлению, не разделяя свои ощущения при прослушивании на отдельные компоненты. Такой метод оценки не позволяет судить о причинах, вызывающих предпочтительность того или иного устройства. В этом случае усредненная оценка не будет отражать согласованного мнения всей экспертной группы.

Эти недостатки можно избежать при *дифференцированной оценке качества* звучания. Данный метод основан на способности эксперта разделять на компоненты всю совокупность ощущений, возникающих при прослушивании звуковой программы, и оценивать качество передачи по каждому из них. Применение дифференцированного метода оценки вызывает необходимость точного определения исследователем каждой компоненты качества в процессе проведения экспертизы и возможность ее отчетливого выделения при прослушивании. Основными компонентами качества звучания являются пространственное впечатление, прозрачность, тембр, мешающие помехи («чистота звучания»), музыкальный баланс, пространственное впечатление, совместимость, аранжировка, техника записи и т.д. Очевидно, что в этом случае в качестве экспертов должны привлекаться тренированные слушатели с проверенным слухом

Опыт проведения экспертиз показывает существенную зависимость порогов заметности искажений (различий в звучании) от характера звукового материала. Весьма часто звуковой материал, отбираемый для



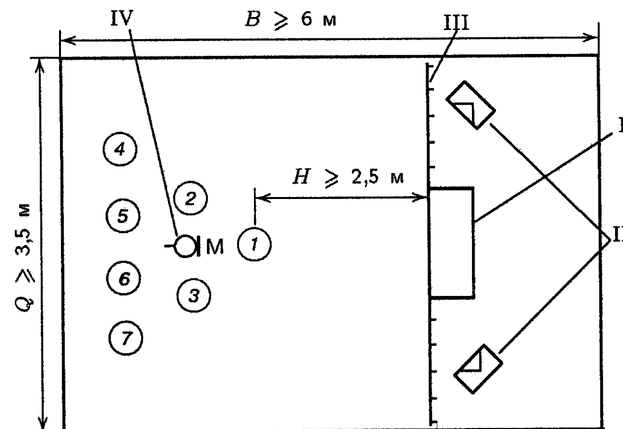



**Рис. 20.23.** Помещение для проведения экспертиз: I — монофоническая аппаратура; II — стереофоническая аппаратура; III — занавес; IV — микрофон индикатора уровня; *1–7* — места экспертов

проведения экспертиз, отображает наиболее характерные жанры вещательной передачи с учетом времени их передачи относительно общего времени звукового вещания. Однако даже при одном и том же жанре передачи могут иметь место отрывки с очень заметными и незаметными искажениями (разницы в звучании). Учитывая возрастающий уровень эстетических запросов современных слушателей, следует проводить экспертизы на «наиболее опасных» отрывках вещательной передачи, даже если относительное время их передачи невелико, но достаточно для восприятия искажений (разницы в звучании). Так, например, при дифференцированной оценке тесты должны быть подобраны по спектральному составу так, чтобы можно было выявить разницу звучания на низких и высоких частотах. Для этого спектральные характеристики мощности фонограмм должны иметь подъем в области низких и высоких частот.

Принадлежность исследуемых каналов и трактов (испытуемой аппаратуры) к тому или иному классу определяет конкретное число программ и технические требования к звуковому материалу

Существенное влияние на результаты испытаний оказывает помещение, в котором проводятся экспертизы Рекомендуемые размеры комнаты прослушивания (типа жилой комнаты), размещение в ней экспертов и испытываемой монофонической или стереофонической аппаратуры (конкретных агрегатов и устройств) приведены на рис 20 23. Во избежание психологического влияния прослушиваемая аппаратура не должна быть видна группе экспертов Ее размещают за звукопроницаемым занавесом, а сравниваемым системам дают условные обозначения (например, № 1 и № 2 на световом табло)

Частотная характеристика комнаты прослушивания должна быть достаточно ровной, а время реверберация 0,4 . 0,6 с на частоте 500 Гц,

в диапазоне 100...5000 Гц не должно быть заметных резонансов или многократного эха. Звуковое давление в зоне расположения экспертов устанавливается равным 75...85 дБ, а уровень шума не должен превышать 35 дБ.

Согласно рекомендации ISO/IEC количество экспертов, необходимое для получения достоверных результатов, должно достигать не менее 20 человек. В большинстве случаев количество экспертов может быть сокращено до четырех–семи. Основное требование, предъявляемое к участнику экспертизы, — отсутствие дефектов слуха и натренированность к восприятию искажений и помех.

При проведении экспертиз методом сравнительного прослушивания могут применяться различные бальные оценки. При двухбальной оценке («+» — есть разница в звучании, «–» — нет разницы в звучании), если сравниваемые системы близки по звучанию, но есть небольшое отличие, заметное экспертам, можно сделать ошибочное заключение об уверенно лучшем качестве звучания одной из систем. В Рекомендации 562-3 МККР «Субъективная оценка качества звучания» предложена пятибалльная шкала градаций ухудшения качества звучания одной системы по сравнению с другой. 0 — незаметная разница; –1 — заметная, но не раздражающая; –2 — слегка раздражающая; –3 — раздражающая; –4 — очень раздражающая.

Опыт проведения экспертиз показал, снижение возможности ошибок в оценке разницы звучаний двух систем при получении достаточно достоверных результатов дает четырехбальная оценка разницы звучаний. В этом случае разница показаний в баллах оценивается так: 0 — нет разницы, 1 — слабо заметная разница, 2 — заметная разница, 3 — сильная разница.

Обработка экспертопоказаний производится путем вычисления математического ожидания разницы звучания и погрешностей, характеризующих разброс экспертопоказаний по следующим формулам:

$$A_1 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n_1} a_{i1}; \quad (20.17)$$

$$A_2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n_2} a_{i2}; \quad (20.18)$$

$$B = A_1 - A_2, \quad (20.19)$$

$$S_1 = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n_1}(a_{i1} - A_1)}, \quad (20.20)$$

$$S_2 = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n_2}(a_{i2} - A_2)}; \quad (20.21)$$



Таблица 20.3

Определение степени предпочтительности

| Разница показаний в баллах, B | Степень предпочтительности |
|---|---|
| 0,0 ..0,5 | Системы равноцены |
| 0,5...1,5 | Система звучит лучше |
| 1,5...2,5 | Система звучит много лучше |
| 2,5...3,0 | Недопустимое различие |

где $i$ — порядковый номер эксперта; $a_{i1}$, $a_{i2}$ — оценка разницы звучания в баллах при предпочтении первой и второй систем соответственно; $n_1$, $n_2$ — общее число экспертов, предпочитающих первую или вторую системы соответственно; $A_1$, $A_2$ — показания, полученные при подсчете для первой и второй систем; $B$ — разница показаний о качестве звучания сравниваемых систем в баллах; $S_1$, $S_2$ — погрешности результатов экспертизы.

Степень предпочтительности при четырехбальной оценке разницы звучаний устанавливается на основании результатов обработки экспертопоказаний по градациям, приведенным в табл. 20 3.

## 20.9. Дистанционные измерения в звуковом вещании

Измерения параметров качества трактов и отдельных звеньев могут осуществляться при помощи аппаратуры дистанционных измерений (АДИ). Из РД, например, можно измерить параметры сквозного канала «РД – КРА – СЛ – передатчик». Широкое внедрение АДИ объясняется тем, что таким образом можно определить все основные параметры: коэффициент гармоник, неравномерность АЧХ, уровень шума и т.д., причем измерительные сигналы ввиду их малой, длительности практически незаметны для слушателей. Структурная схема дистанционных измерений представлена на рис 20.24

**Измерения коэффициента гармоник**. Этот параметр является наиболее важным, так как изменение режимов работы тракта ведет, как

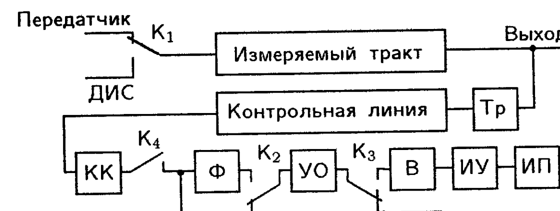



**Рис. 20.24.** Структурная схема дистанционных измерений ДИС — датчик измерительных сигналов; Тр — трансформатор, КК — корректирующий контур, Ф — узкополосный режекторный фильтр, УО — усилитель-ограничитель, В — выпрямитель, ИУ — интегрирующая цепь, ИП — измерительный прибор, $K_1$ $K_4$ — коммутирующие контакты

правило, к повышению коэффициента гармоник $K_г$. Измерения осуществляются подачей кратковременных измерительных сигналов в паузах передачи. Во время передачи контакты $К_1$ и $К_4$ находятся в верхнем положении, $К_2$ и $К_3$ — в нижнем. В паузе $К_1$ переключается на ДИС, замыкается контакт $К_4$, контакт $К_2$ с задержкой в 20 мс переходит в верхнее положение, включая цепь на вход усилителя-ограничителя УО через узкополосный режекторный фильтр Ф, контакт $К_3$ с небольшой задержкой переходит в верхнее положение, подключая к выходу УО выпрямитель В и интегрирующую цепь ИУ измерительного прибора (ИП).

Во время кратковременного нахождения $К_2$ в нижнем положении калибрующий синусоидальный сигнал проходит на вход УО, устанавливая его на коэффициент передачи за порогом ограничения. Поскольку постоянная времени разряда управляющей цепи УО велика (10...12 с), то при переходе $К_2$ в верхнее положение коэффициент передачи УО практически не меняется. Так как фильтр Ф настроен на частоту измерительного сигнала, то через УО проходят только его гармоники, обусловленные нелинейными искажениями в измеряемом тракте. Для исключения влияния на результаты измерений нестационарного процесса, возникающего при включении фильтра Ф, контакт $К_3$ замыкается с небольшой дополнительной задержкой. После выпрямителя В напряжение подается на интегрирующую цепь ИУ. Время ее разряда больше 20 с, а шкала измерительного прибора ИП градуируется в процентах. При длительности измерительного сигнала 100 мс время задержки включения контактов $К_2$ и $К_3$ займет приблизительно 20 мс. При принятых больших значениях времени восстановления цепей УО и ИУ коэффициент передачи в течение приблизительно 80 мс практически не изменится. Отсчет сделать легко, так как стрелка измерительного прибора ИП отклоняться от максимального положения будет медленно.

При дистанционном измерении $K_г$ возникает систематическая погрешность 6...10 % по сравнению с результатами измерений $K_г$ от 3 до 7 % обычным способом. При малых значениях $K_г$ погрешность значительно меньше. Причиной указанной погрешности является линейное детектирование смеси напряжений гармоник, поданных на выпрямитель, и уход рабочей точки УО во время измерений (примерно на 3 %).

**Измерение АЧХ.** В качестве измерительных сигналов используются импульсы длительностью 100 мс с прямоугольной огибающей с заполнением синусоидальным напряжением с частотами 1000, 50 и 10000 Гц. При измерении АЧХ датчик измерительных сигналов автоматически выполняет дополнительные коммутации в схеме, представленной на рис. 20.24.

1) УО переводится в режим усиления, для чего отключается управляющая цепь;

2) фильтр Ф исключается, а контакт $К_3$ находится в верхнем положении;

3) калибровочным потенциометром стрелка ИП устанавливается на



середину шкалы при опорном сигнале 1000 Гц. Шкала ИП имеет дополнительную градуировку в децибелах;

4) измерения проводятся напряжением в 2 раза меньшим номинального;

5) «экспресс-проверка» на частотах 1000, 50 и 10000 Гц позволяет оценить АЧХ на краях частотного диапазона, где обычно имеются наибольшие отклонения. Воспользовавшись перестраиваемым генератором, можно измерить АЧХ в любой части частотного диапазона. Однако это увеличивает длительность измерений.

**Измерения уровня шумов.** При измерении уровня шумов в схеме, показанной на рис. 20.24, автоматически производятся следующие изменения:

а) добавляется предварительный усилитель с калиброванным в децибелах потенциометром на входе. Выход этого усилителя подключается к входу УО, который работает в режиме усиления;

б) ИП подключается непосредственно к входу выпрямителя В.

Для оценки уровня шума относительно номинального уровня сигнала измерения проводятся непосредственно после измерения АЧХ, когда зафиксировано напряжение на частоте 1000 Гц.

При указанных выше изменениях в схеме усиление измерительного тракта возрастает на 54 дБ, что дает возможность измерять уровни шумов такого же порядка. При помощи калиброванного в децибелах потенциометра стрелка ИП устанавливается в положение, которое она занимала при измерении АЧХ на частоте 1000 Гц. Деления на шкале потенциометра покажут уровень шумов относительно номинального уровня сигнала.

В отличие от измерений $K_г$ или АЧХ, которые проводятся короткими импульсами длительностью 100 мс, продолжительность измерений уровня шума значительно больше, так как из схемы ИУ исключена интегрирующая цепь и время срабатывания ИП около 200 мс.

В системе АДИ имеются также устройства для измерения коэффициента модуляции АМ передатчика и девиации МВ — ЧМ передатчика при помощи специальных приемников.

## 20.10. Автоматический контроль и диагностика в звуковом вещании

Возрастающая сложность систем передачи информации, постоянный рост числа и протяженности каналов ЗВ, территориальная разобщенность объектов измерения приводят к усложнению устройств контроля, необходимости введения специальных каналов для передачи данных о состоянии объектов Без развитой системы автоматического контроля и измерений невозможно обеспечить высококачественную бесперебойную работу каналов ЗВ. Основу контроля должны составлять диагностика и прогнозирование неисправностей, где на первое место выступает предупреждение отказов

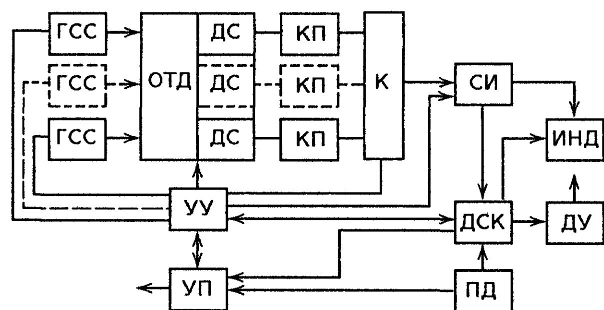



**Рис. 20.25.** Типичная структура системы технического контроля и диагностирования

Типичная структура системы технического контроля и диагностирования представлена на рис. 20.25.

Датчики сигналов ДС из объекта технического диагностирования ОТД выводят сигналы, параметры которых характеризуют состояние диагностируемой системы. По каналам передачи КП эта информация транслируется к средствам измерений СИ, но так как обычно трудно одновременно измерять все параметры, то сигналы последовательно коммутируются коммутатором К. Результаты измерений или сравнения в блоке дискриминатора (устройстве сравнения) ДСК с полем допусков ПД индицируются индикатором ИНД и документируются ДУ в виде решения о техническом состоянии. Устройство управления УУ реализует операцию управления состоянием самого ОТД или отдельными его составляющими. Испытательные сигналы подаются при помощи генераторов стимулирующих сигналов ГСС, а устройство прогнозирования УП позволяет определить состояние объекта в будущем посредством обработки информации о его текущем и прошлом состояниях.

В результате автоматического контроля и диагностирования выносится решение о техническом состоянии ОТД. Работоспособное состояние определяет возможность использования ОТД по своему прямому функциональному назначению.

Показанные на рис. 20.25 связи могут реализоваться в виде воздействий оператора (ручное или автоматизированное управление) либо по интерфейсу, под которым понимают систему сопряжения, включающую как аппаратные, так и программные средства Отметим, что применение стандартного интерфейса позволяет реализовать блочно-модульный принцип построения объекта (ОТД) и эта система является частным случаем информационно-измерительной системы в современном понимании (т.е. управляется компьютером, агрегатируется и т.д.)

За каждой функциональной подсистемой стоит конкретная схемотехническая реализация Например, в составе блока СИ (см. рис. 20.25) для оценки параметров качества и диагностики систем трехпрограммного проводного вещания (ТПВ) может быть применено *контрольное приемное устройство* КПУ-2М, разработанное в НИИрадио, Москва. Оно рекомендовано к применению ГОСТ 11515-91 «Каналы и тракты звукового вещания. Основные параметры качества. Методы измерений».



Контрольно-измерительное устройство КПУ-2М предназначено для проведения эксплуатационных измерений основных параметров качества трактов ТПВ с полосой передаваемых частот 50...10000 Гц, 72...84 кГц и 114...126 кГц, а также для проведения лабораторных и производственных измерений. Устройство КПУ-2М позволяет:

- избирательно измерять напряжения синусоидальных и АМ измерительных сигналов в каналах сети ТПВ;
- измерять напряжение псофометрического шума, интегральной помехи и избирательно измерять напряжение внятной переходной помехи соответственно с защищенностью от этих помех до 70, 70 и 75 дБ в первом, а также во втором и третьем каналах сети ТПВ с учетом регулирования уровня несущей частоты;
- измерять коэффициент гармоник при частотах испытательного сигнала 1 и 4 кГц, а в комплекте с измерителем нелинейных искажений в диапазоне частот 0,05...10 кГц.

Существует ряд приборов, разработанных МГРС (Московская городская радиотрансляционная сеть), которые дополняют возможности прибора КПУ-2М. Это панель измерения радиотрансляционной сети ПИРС-М1, высокочастотный измеритель комплексных сопротивлений ИВКС-3, панель измерения параметров распределительных фидеров ИРФ-П.

ПИРС-М1 предназначен для измерения модуля входного сопротивления магистрального фидера на частоте 400 Гц, а также на несущих частотах 78 и 120 кГц и боковых частотах 72, 84, 114, и 126 кГц.

Прибор позволяет также измерять сопротивление изоляции магистрального фидера на постоянном токе относительно земли, измерять уровни сигналов на звуковой и высоких частотах ТПВ и уровни остатка несущей частоты в паузах на частотах 78 и 120 кГц.

ИВКС-3 предназначен для использования на сетях ТПВ и позволяет измерять модуль и фазовый угол входных сопротивлений трансформаторных подстанций и отдельных распределительных фидеров на частотах 78 и 120 кГц, а также может работать в режиме генератора сигналов для снятия диаграммы уровней в распределительных фидерах на этих частотах

Панель ИРФ-П применяется как конструктивный элемент статива распределительных фидеров СТР-П на трансформаторных подстанциях МГРС. Панель предназначена для измерения электрических параметров распределительных фидеров и индикации уровня сигналов НЧ-канала проводного вещания на общей шине статива распределительных фидеров.

**Цифровые измерения в звуковом вещании** Внедрение цифровых методов преобразования и обработки измеряемых сигналов позволило создать новые измерительные комплексы для оценки каналов и

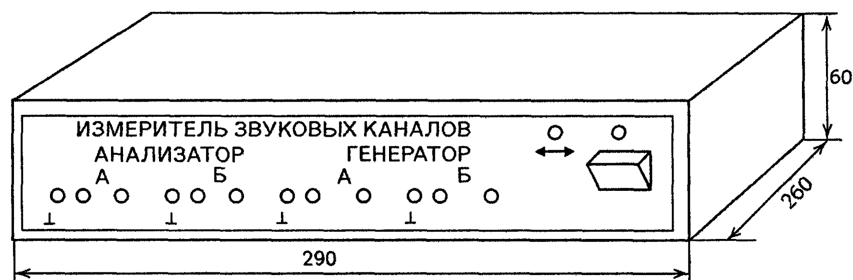



**Рис. 20.26.** Измеритель звуковых каналов

трактов звукового вещания с использованием ПЭВМ. В качестве примера рассмотрим *измеритель звуковых каналов* (ИЗК), разработанный фирмой «Телэкс», Санкт-Петербург.

Измеритель звуковых каналов представляет собой многофункциональный высокоточный программно-аппаратный измерительный комплекс, предназначенный для измерения электрических параметров моно- и стереофонических каналов звукового вещания (ЗВ), параметры которых регламентируются ГОСТ 11515-91, ГОСТ 21655-87, Приказом МС РФ № 43 от 15.04.96 г. и Рекомендациями МСЭ-Т J.21, J.23, G.712, G.713.

Изделие представляет собой блок в настольном исполнении (рис. 20.26), подключаемый входящими в комплект принадлежностей кабелями к измеряемому каналу, к сети переменного тока и к IBM-совместимой ПЭВМ и управляемый установленным на ПЭВМ программным обеспечением (ПО). ПЭВМ должна удовлетворять следующим требованиям: IBM PC/AT совместимость, процессор i486DX4 и выше; установленная ОС MS Windows; свободный объем жесткого диска не менее 1,5 Мб; наличие свободного COM-порта; желательно наличие манипулятора типа «мышь»; минимальный объем ОЗУ 4 Мб (для MS Windows 3.1x) или 8 Мб (для MS Windows 95 и выше).

ИЗК обеспечивает возможность независимой непрерывной генерации одно- или многотональных (до 40 компонент) измерительных сигналов а также сложных (модулированного, меандра, шумового, пилообразного): на выходах «Генератор А» и «Генератор Б» в двух диапазонах частот: от 20 Гц до 20 кГц (диапазон 20 кГц) с шагом изменения частоты для однотонального сигнала — не более 1 Гц, для многотонального — не более 5 Гц и с уровнями в диапазоне от −80 дБ до плюс 18 дБ, от 20 Гц до 100 кГц (диапазон 100 кГц) с шагом изменения частоты не более 10 Гц и с уровнями в диапазоне от −80 дБ до 0 дБ.

Меняя содержимое и состав набора измерительных сигналов для каждого измеряемого параметра, оператор может гибко управлять процессом измерения.

В неизменном варианте измерительные сигналы соответствуют Рекомендациям МСЭ-Т J 21 и ГОСТ 11515 для каналов ЗВ



ИЗК обеспечивает измерение следующих параметров: измерение уровня в широкой полосе частот (0,02...20 кГц, 0,3..3,4 кГц, псофометр); селективное измерение уровня, АЧХ; количество импульсных помех; количество кратковременных пропаданий уровня сигнала; количество скачков уровня и скачков фазы передаваемого сигнала; дрожание фазы и амплитуды передаваемого сигнала; остаточное затухание, отношение сигнал/шум; защищенность от шума незанятого канала; уровень селективной помехи незанятого канала; амплитудная характеристика остаточного затухания; коэффициент гармоник; интермодуляция двухчастотная; модуляция от источника питания; интермодуляция внутриполосная; интермодуляция внеполосная; изменение частоты передаваемого сигнала; защищенность от переходных помех в стереоканале; разность фаз между левым и правым каналом стереоканала; абсолютное значение группового времени прохождения (ГВП); частотная характеристика ГВП.

В ручном и автоматическом режимах по выбору оператора можно осуществлять измерение одного или нескольких параметров канала ЗВ (в том числе дистанционно), включая генерацию соответствующих измерительных тестовых сигналов и отображение результатов измерений на экране ПЭВМ. Все действия оператора, результаты измерений, а также дополнительная информация (тип измеряемого канала, время начала и окончания измерений, любая вспомогательная информация, вводимая оператором) по выбору оператора записываются в файл протокола. Файл протокола является обычным текстовым файлом в формате Windows Text и по умолчанию имеет имя IZKxxxx PTL (где xxxx — месяц, число), создается новый каждый день и находится в поддиректории PTL.

Возможные схемы подключения ИЗК к измеряемым каналам показаны на рис. 20.27.

**Устройство и работа ИЗК**. Управление блоком ИЗК и отображение результатов измерений осуществляется при помощи ПЭВМ, подключаемой к разъему RS-232C.

Блок ИЗК выполняет задачу аналого-цифрового преобразования измеряемых и цифроаналогового преобразования тестовых измерительных сигналов, а также некоторые задачи по вычислению параметров измеренных сигналов При измерении канала ЗВ его выход подключается к гнездам «Анализатор А» (и «Анализатор Б» для стереоканала ЗВ), а вход — к гнездам «Генератор А» (и «Генератор Б» для стереоканала ЗВ).

Структурная схема ИЗК приведена на рис 20.28

Измеряемый сигнал проходит через устройство стыка анализатора (УСА) и подается на аналого-цифровой преобразователь (АЦП) Оцифрованный сигнал с выхода АЦП снимается цифровым процессором обработки сигнала (ЦПОС) и записывается в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) При необходимости передачи в ПЭВМ оцифрованного сигнала, сохраненного в ОЗУ, или его параметров, вычисленных цифровым процессором, данные из ОЗУ через универсальный синхронно-

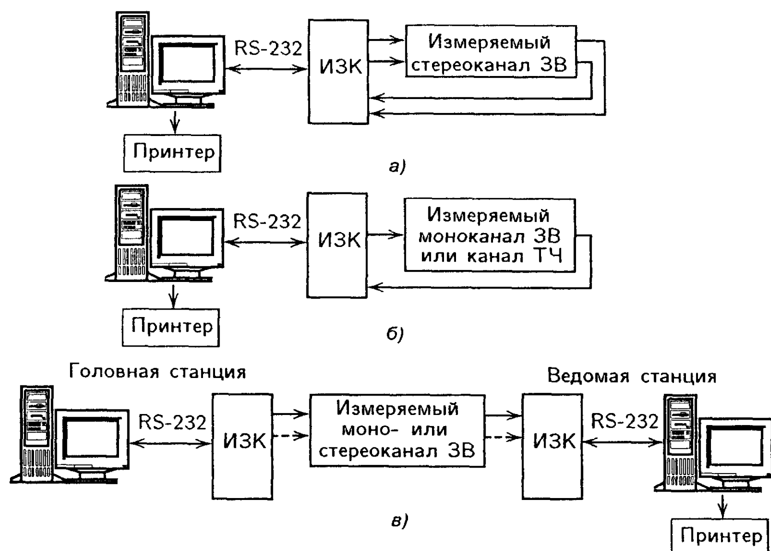



**Рис. 20.27.** Структурная схема измерения параметров: *а* — стереоканалов ЗВ в местном режиме; *б* — моноканалов в местном режиме; *в* — в разнесенном режиме

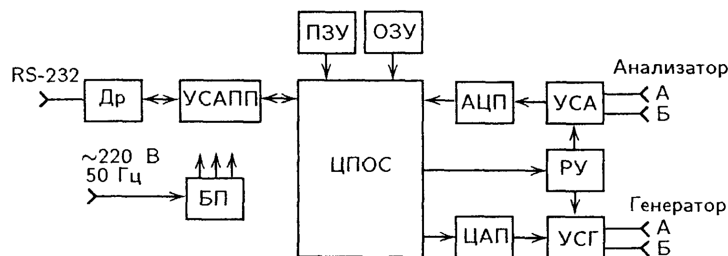



**Рис. 20.28.** Структурная схема измерителя звуковых каналов

асинхронный приемопередатчик (УСАПП) поступают в линию интерфейса RS-232C и принимаются ПЭВМ. Драйвер (Др) служит для сопряжения цифровых цепей блока с интерфейсом RS-232C.

При необходимости генерации подготовленные в ПЭВМ данные цифрового сигнала передаются через интерфейс RS-232C в УСАПП, считываются цифровым процессором, обрабатываются и записываются в ОЗУ. По окончании обмена с ПЭВМ цифровой сигнал, подлежащий генерации, из ОЗУ пересылается процессором на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) Сформированный им аналоговый сигнал проходит через устройство стыка генератора (УСГ) и поступает на вход измеряемого канала.

Устройства УСА и УСГ служат для установки требуемых режимов сопряжения с измеряемым каналом Они позволяют переключать входное сопротивление анализатора и выходное сопротивление генератора, устанавливать синфазное или парафазное подключение симметричных цепей, выбирать требуемый канал измерения, а также обеспечивают требуемое усиление измерительных сигналов. Режимы УСА и УСГ устанавливаются процессором через регистр управления (РУ).



Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) служит для энергонезависимого хранения программы ЦПОС.

Для обеспечения электропитания всех узлов блока ИЗК служит блок питания (БП).

## Контрольные вопросы

1. Какие измерительные сигналы следует использовать при измерении времени реверберации?
2. Почему при измерении параметров громкоговорителей и микрофонов целесообразно использовать звукомерные камеры?
3. Поясните методики измерения параметров микрофонов и громкоговорителей.
4. Каким образом измеряются параметры Small-Thiele?
5. С какой целью в шумомерах используются различные шкалы измерений?
6. Перечислите основные параметры качества каналов и трактов звукового вещания, нормируемые ГОСТ 11515-91.
7. Какие виды технического, контроля, вы знаете? В каких случаях они применяются?
8. Какова методика измерения неравномерности АЧХ?
9. Почему неравномерность АЧХ рекомендуется измерять при подаче на вход испытуемого устройства гармонического измерительного сигнала на 21 дБ ниже номинального?
10. В каких случаях и почему длительность подачи испытательного сигнала номинального уровня не должна превышать 5 с?
11. Почему нелинейные искажения недостаточно измерять методом коэффициента гармоник?
12. Чем обусловлен вид АЧХ взвешивающих (псофометрических) фильтров?
13. Какие специфические искажения возникают при обработке и передаче звуковых сигналов цифровыми методами?
14. Чем объясняется необходимость проведения субъективно-статистических экспертиз?
15. Какие методы субъективной оценки качества аппаратуры звукового вещания вы знаете?
16. Что оказывает влияние на результаты субъективно-статистических экспертиз?
17 Каковы особенности построения системы автоматического контроля и диагностики?
18 Каким образом и какие параметры контролируются при помощи устройства КПУ-2М и измерителя звуковых каналов ИЗК?

# Литература

1. **Радиовещание** и электроакустика: Учебное пособие для вузов / С.И. Алябьев, А.В. Выходец, Р. Гермер и др.; Под редакцией Ю.А. Ковалгина. — М.: Радио и связь, 1998, 2000, 2002. — 792 с.

2. **Акустика**: Справочник / А.П. Ефимов, А.В. Никонов, М.А. Сапожков, В.И. Шоров; Под редакцией М.А. Сапожкова. — М.: Радио и связь, 1989. — 336 с.

3. **Звуковое** вещание / А.В. Выходец, П.М. Жмурин, И.Ф. Зорин и др.; Под редакцией Ю.А. Ковалгина: Справочник. — М.: Радио и связь, 1993. — 464 с.

4. **Спутниковая** связь и вещание: Справочник. 3-е издание, переработанное и дополненное / В.А. Бартенев, Г.В. Болотов, В.А. Быков и др.; Под редакцией Л.Я. Кантора. — М.: Радио и связь, 1997. — 528 с.

5. **Катунин Г.П.** Учебное пособие. Части 1 и 2. Новосибирск: Изд-во Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики, 2003. — 184 с. (Часть 1) и 196 с. (часть 2).

6. **Дворецкий И.М., Дриацкий И.Н.** Цифровая передача сигналов звукового вещания. — М.: Радио и связь, 1987. — 192 с.

7. **Ковалгин Ю.А.** Стереофония. — М.: Радио и связь, 1989. — 272 с.

8. **Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф.** Цифровая обработка и передача речи / Под редакцией О.И. Шелухина. — М.: Радио и связь, 2000. — 456 с.

9. **Рихтер С.Г.** Цифровое радиовещание. — М.: Горячая линия-Телеком, 2004. — 352 с.

10. **Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И.** Цифровое кодирование звуковых сигналов. — СПб.: Корона принт, 2004.

11. **Локшин Б.А.** Цифровое вещание: от студии к потребителю. — М.: Компания «Сайрус Систем», 2001. — 446 с.

12. **Анерт В., Штеффен Ф.** Техника звукоусиления. М., 2003. — 416 с.

13. **Сергеев М.А.** Теория и практика стереофонического радиовещания. — М.: ООО «Издательство 625», 2003. — 120 с.

14. **Алдошина И.А., Войшвилло А.Г.** Высококачественные акустические системы и излучатели. — М.: Радио и связь, 1985. — 168 с.

15. **Багларов И.А., Ефимов А.П., Никонов А.В.** Стереофоническое вещание. — М.: Радио и связь, 1993. — 240 с.

16. **International** Standard ISO/IEC 11172-3. Information technology — Coding of moving pictures and associated audio for digital storage media at up to about 1,5 Mbit/s. Part 3: Audio, 1993-08-01.

17. **International** Standard ISO/IEC 13818-3. Information technology — Generic coding of moving pictures and associated audio information. Part 3· Audio, 1995-05-15.

18. **International** Standard ISO/IEC 13818-7. Information technology — Generic coding of pictures and associated audio information. Part 7: Advanced Audio Coding (AAC), 1997 (E).

19. **ISO/IEC** FCD 14496-3 Subpart 1. Information Technology-Very Lov Bitrate Audio-Visual Coding. Part 3: Audio, 1998-05-10 (ISO/JTC 1/SC 29, N2203)

20. **Digital** Audio Compression Standard (AC-3). Doc.A/52, 1995-12-20.

21. **ETSI:** Draft European Telecommunication Standard pr ETS 300 401 (1994). Radio broadcasting system; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers, ETSI, January 1994

22. **ATSC** Digital Television Standard. Doc A/53, 1995-09-16.

23. **МККР.** Рекомендации и отчеты МККР. Тома X и XI, часть 2. Радиовещательная спутниковая служба (звуковая и телевизионная). — Дубровник, 1986. — 498 с.

24. **МККР.** Рекомендации МККР Том X, часть 1. Радиовещательная служба (звуковая) — Дюссельдорф, 1990 — 204 с.

25. **МККР.** Рекомендации МККР. Том X и XI, часть 2. Радиовещательная спутниковая служба (звуковая и телевизионная). — Дюссельдорф, 1990. — 24 с.

26. **МККР.** Рекомендации МККР. Том XIII. Передача сигналов телевизионного и звукового радиовещания (СМТТ). — Дюссельдорф, 1990. — 169 с.

27. **Попов О.Б., Рихтер С.Г.** Цифровая обработка сигналов в трактах звукового вещания. — М.: Горячая линия – Телеком, 2005.

28. **Никамин В.А.** Системы пространственного звучания. — СПб.: КОРОНА-принт, 2005. — 192 с.

29. **Документ** ETSI TS 101 980 V1.1.1 (2001-09). Digital Radio Mondiale (DRM). System Specification.

30. **Кларк Дж., Кейн Дж.** Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. — М.: Радио и связь, 1987.

31. **Регламент** радиосвязи. Т. 1. — М.: Радио и связь, 1985. — 509 с.

32. **Регламент** радиосвязи. Т. 2. — М.: Радио и связь, 1986. — 747 с.

33. **ГОСТ 16122-87.** Громкоговорители. Методы измерений электроакустических параметров. — М.: Стандарты, 1987.

34. **Алдошина И.А.** Электродинамические громкоговорители. — М.: Радио и связь, 1989.

35. **Вахитов Я.Ш.** Теоретические основы электроакустики и электроакустическая аппаратура. — М.: Искусство. 1982.

36. **Сапожков М.А.** Электроакустика. — М.: Связь. 1978.

37. **Weems D.** Designing, Building and Testing Your Own Speaker System. — N-Y.: McGraw-Hill, 1997.

38. **Алдошина И.А.** Электроакустические измерения и оценка качества звучания: Учебное пособие. — С-Пб.: ГУТ, 1998.

39. **Ржевкин С.Н.** Курс лекций по теории звука. М.: МГУ, 1960. — 335 с.

40. **Бытовая** электроакустическая аппаратура: Справочник / И.А. Алдошина и др. — М: Радио и связь, 1992. — 319 с.

# Оглавление

**Книги издательства «Горячая линия – Телеком»**
**можно заказать через почтовое агентство DESSY: 107113, г.Москва, а/я 10,**
**а также интернет–магазин: www.dessy.ru**

И. А. Алдошина, Э. И. Вологдин, А. П. Ефимов, Г. П. Катунин,
Л. Н. Кацнельсон, Ю. А. Ковалгин, А. А. Фадеев

# ЭЛЕКТРОАКУСТИКА И ЗВУКОВОЕ ВЕЩАНИЕ

Рассмотрены принципы построения системы звукового вещания (ЗВ); звуковые поля и волны, слух и восприятие акустических сигналов; характеристики акустических сигналов; микрофоны, громкоговорители и телефоны; звукоусиление, озвучение и радиообслуживание; системы радиовещания и проводного вещания; методы и устройства преобразования сигналов ЗВ при их формировании, записи, передаче по каналам связи и воспроизведении; звукотехническое оборудование радиодомов и телецентров; тракты первичного и вторичного распределения программ ЗВ; измерения и контроль в ЗВ. Особое внимание уделено цифровому преобразованию и передаче сигналов ЗВ, каналообразующей аппаратуре междугородных каналов ЗВ, стереофоническому радиовещанию и звуковым трактам телевизионного вещания, аналоговым и цифровым системам спутникового вещания.

Для студентов высших учебных заведений.

ISBN 5-93517-334-4




**Сайт издательства:**
**www.techbook.ru**